radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Lichtquellen zur Herstellung von Leiterplatten auf fotomechanischem Wege

PREIS DM 2,00 · 13. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
JUNI 1964 12

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 354

Was wir könnten, wenn ...
Teil 1: Ein volltransistorisierter Fernsehempfänger 355

Teil 2: „Staßfurt III" – ein Fernsehempfänger der oberen Geräteklasse 358

Horst Liesegang und Günter Schwarze
Das Instrumenten-Landeverfahren ILS 360

W. Pietschmann
Einfachplattenspieler „Ziphona P 13 / P 14" 363

Helmut Hünich
Einstellbarkeit von linearen veränderlichen Widerständen 364

Bauelementeinformationen 1
Dipl.-Ing. H.-H. Rudloff
Das Mechanische Zweiseitenbandfilter MF 450-3500 367

Labor- und Berechnungsunterlagen
Reaktanzstufen, Erweiterte Grundschaltungen (1) 369

Aus der Reparaturpraxis 371

Jörg Höppner
Das Halbleiter-Energiebändermodell Teil 2 373

Dieter Borkmann
Lichtquellen zur Herstellung von Leiterplatten auf fotomechanischem Wege 375

Ing. Horst Wagenmann
Ein Gleichstromröhrenvoltmeter hoher Genauigkeit 376

Hagen Jakubaschk
Kontaktloser Tonfrequenz-Umschalter 378

Referate 383

Fachbücher 383

Ing. Martin Jansen
Neue Röhrentypen aus den befreundeten Volksdemokratien (1) 3. U.-S.

OBSAH

Oznámení a zprávy 354

Co by bylo možné, kdyby ...
Tranzistorový televizor 355

„Staßfurt III" –
televizní přijímač vyšší jakostní třídy 358

Horst Liesegang a Günter Schwarze
Přistání naslepo dle ILS 360

W. Pietschmann
Elektrický gramofon „Ziphona P 13/P 14" 363

Helmut Hünich
Zlepšení nastavitelnosti zapojení s lineárními proměnnými odpory 364

Informace o stavebních prvcích (1)
Dipl.-Ing. H.-H. Rudloff
Elektromechanický filtr MF 450–3500 367

Laboratorní a výpočtové podklady
Reaktanční stupně
Základní zapojení (1) 369

Z opravářské praxe 371

Jörg Höppner
Pásový model polovodiče, díl druhý 373

Dieter Borkmann
Světelné zdroje pro výrobu tištěných spojů fotomechanickou cestou 375

Ing. Horst Wagenmann
Vysoce přesný stejnosměrný elektronkový voltmetr 376

Hagen Jakubaschk
Bezkontaktní přepínač zvukových kmitočtů 378

Referáty 383

Odborné knihy 383

Ing. Martin Jansen
Nové typy elektronek ze zpřátelených LDS (1) 3. str. obálky

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 354

Что могли бы, если бы ...
Транзисторный телевизор 355

Телевизор высшего класса «Штассфурт III» 358

Горст Лизеганг и Гюнтер Шварце
Система посадки самолетов по приборам «ILS» 360

В. Пичман
Электропроигрыватель «Цифона Р 13 / Р 14» 363

Г. Хюних
Регулируемость линейных переменных сопротивлений 364

Информация о радиодеталях (1)
Диплом-инж. Г.-Г. Рудлов
Электромеханический фильтр MF 450-3500 для двухполюсных систем 367

Лабораторные и расчетные материалы
Реактивные модуляторы
Основные схемы (1) 369

Из работы ремонтных мастерских 371

Ёрг Хёпнер
Зонная схема строения полупроводника, ч. 2-я 373

Дитер Боркман
Источники света для изготовления печатных пластин фотомеханическим способом 375

Инж. Горст Вагенман
Ламповый вольтметр высокой точности для измерения в цепях постоянного тока 376

Гаген Якубашк
Бесконтактный переключатель для звуковых частот 378

Рефераты 383

Новые книги 383

Инж. Мартин Янзен
Новые типы радиоламп из стран народной демократии (1) 3. стр. о-и

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011 441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik.
Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe und Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Gültige Preisliste Nr. 1
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,—DM

Redaktionsausschuß:
Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Bottke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk, Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlenzig, Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj", Postämter und Bezirkspostellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra" Könyv és hírlap külkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS

Information and Reports 354

What We Would Be Able to Do if ... Fully Transistorized. Television Receiver 355

"Staßfurt III" – A High-Quality Television Receiver 358

Horst Liesegang and Günter Schwarze
The Instrument Landing System (I.L.S.) 360

W. Pietschmann
"Ziphona P 13 / P 14" Single Record Player 363

Helmut Hünich
Adjustability of Linear Variable Resistances 364

Component Informations 1
Dipl.-Ing. H.-H. Rudloff
MF 450-3500 Mechanical Double-Sideband Filter 367

Laboratory and Calculation Data Reactance Stages Enlarged Typical Circuits (1) 369

Repair Practice 371

Jörg Höppner
The Semiconductor Energy-Band Model (Part 2) 373

Dieter Borkmann
Light Sources for the Photomechanical Manufacture of Conductor Plates 375

Ing. Horst Wagenmann
High-Accuracy Direct-Current Vacuum-Tube Voltmeter 376

Hagen Jakubaschk
Contact-Free Audio-Frequency Change-over Switch 378

Abstracts 383

Technical Books 383

Ing. Martin Jansen
New Tube Types from the People's Democracies (1) 3rd Cover Page

Titelbild:

Zwei neue TV-Geräte, die auf ihre Fertigung warten
(siehe hierzu Seite 355–359)

Foto: H. Blunck

UNSERE LESER SCHREIBEN

... Ich habe als Prüfungsarbeit einen Sinus-Rechteckwellen-Generator für den Bereich 20···120 kHz zu bauen ... Für mich ergibt sich folgende wichtige Frage: Wie groß darf die NF- oder HF-Leistung eines Prüf- und Meßgerätes maximal sein bei Geräten, die nur für die Werkstatt bzw. den Service bestimmt sind? Was sagt die gesetzliche Regelung diesbezüglich, und was habe ich zu beachten?

M. G., Finkenherd

Ihre Frage ist eine juristische und keine technische. Leider können wir sie darum auch nicht hieb- und stichfest beantworten, weil wir nicht kompetent sind; wir geben prinzipiell keine Rechtsauskünfte.
Aber auch in Ihrem zuständigen Bezirksgericht gibt es fraglos eine Rechtsauskunft- und Rechtsantragsstelle. Jeder Bürger unserer Republik wird dort kostenlos informiert. Wenn Sie wünschen, können Sie sich auch an den Bereich Rundfunk und Fernsehen im Ministerium für Post- und Fernmeldewesen, Berlin-Adlershof, Agastraße, wenden.

*

In Ihrer Zeitschrift Jahrgang 7 vom 17. September 1958, S. 543, Abschnitt Referate, steht ein Artikel „Eine Breitband-Parabolantenne", unterzeichnet „Reimke". Ich als Bastler möchte mir eine Parabolantenne bauen. Habe bereits den Spiegel, Durchmesser 120 cm. Könnten Sie mir bitte die Masse des Dipols und des Dipolträgers mitteilen? Wo ist das Kabel anzubringen? Wie weit reicht die Breitbandigkeit (von ... bis ... MHz)?

A.M., Nossen, Kr. Meißen

... Wahrscheinlich sind Sie, lieber Herr M., sich nicht im klaren darüber, was eine Parabolantenne (ein Hornstrahler mit parabolförmigem Reflektor) eigentlich ist. Derartige Gebilde werden hauptsächlich für Radar- und Richtfunkgeräte verwendet. Wir bezweifeln, daß Sie über ein derartiges Gerät verfügen. Außerdem wären die Kosten für eine derartige Antenne für einen Bastler etwas zu hoch — zumal er praktisch nichts damit anfangen kann, nicht einmal radiohören!
Und schließlich sind Ihre Fragen fast alle in dem Referat beantwortet: a) einen Dipol gibt es bei der beschriebenen Antenne nicht, sondern einen Hornstrahler; b) ein Kabel gibt es bei ihr auch nicht, sondern der Hornstrahler wird aus einem Rechteckwellenleiter gespeist; c) die Bandbreite der Antenne beträgt — lt. Referat — bei einem Welligkeitsfaktor von 1,03 etwa 500 MHz (von 1,8 bis 2,3 GHz).
Wenn Sie die Jahrgänge unserer Zeitschrift zurückblättern, so werden Sie viele Bauanleitungen finden. Glauben Sie nicht auch, Herr M., daß Sie darunter weit nützlichere Anregungen finden werden, als sie ausgerechnet die Konstruktion einer Hornparabolantenne bietet?

*

... In der Einkaufsquelle Berlin, Hufelandstraße, habe ich eine dynamische Mikrofonkapsel mit der Typenbezeichnung HS 59 gekauft. Können Sie mir bitte mitteilen, in welchem Mikrofon diese Kapsel verwendet wird, bzw. wer der Hersteller ist, um mir genauere Daten einholen zu können?

G. S., Olbersdorf b. Zittau

Wir bedauern: Unter dem Begriff „HS 59" (ohne weitere Angaben) können wir uns nichts vorstellen. Konnte man Ihnen beim Kauf der betreffenden Mikrofonkapsel die Herstellerfirma nicht angeben? N. B.: Kann einer unserer Leser hier helfen?

*

In Ihrer Zeitschrift 10 (1961) H. 9, S. 280/281 habe ich eine Bauanleitung für einen NF-Verstärker gefunden, den ich sehr gern nachbauen möchte. Leider mußte ich feststellen, daß hier nähere Angaben über die erforderliche Belastbarkeit der Widerstände und Drehwiderstände sowie über die erforderlichen Spannungswerte der Kondensatoren fehlten. Ich wende mich nun an Sie mit der Bitte, mir diese fehlenden Angaben freundlicherweise zur Verfügung zu stellen, da die in dieser Schaltung angegebenen Werte nicht in jedem Fall ausreichen, um selbst nachzurechnen ... Gehört zu einer Bauanleitung nicht in jedem Fall eine Zusammenstellung aller verwendeten Bauelemente mit allen dazugehörigen Daten?

H. K., Berlin-Adlershof

Offensichtlich gehören Sie zu unseren „neu" (relativ) hinzugekommenen Lesern. So können Sie natürlich nicht wissen, daß wir durchaus nicht zu jeder Bauanleitung eine komplette Stückliste veröffentlichen, wie dies z. B. unsere Industrie logischerweise für jedes von ihr gefertigte Gerät tut. Wir werden von dieser Regelung auch nicht abgehen, und zwar aus folgenden Gründen: Eine Angabe, wie groß die Belastbarkeit der Widerstände bzw. die maximale Betriebsspannung der Kondensatoren ist, ist für den Amateur nicht immer unbedingt notwendig. Sie ist es dann nicht, wenn sich die genannten Größen aus den übrigen Angaben „von selbst" ergeben. Dies ist auch in der Bauanleitung in 10 (1961) H. 9, S. 280 und 281 der Fall.
Ein Beispiel: Die „Batteriespannung" U_b der vorletzten Stufe beträgt — laut Schaltbild — 215 V, die Spannung an der Anode (nach der gleichen Quelle) 145 V. Dies bedingt eine Spannungsdifferenz von 215 — 145 = 70 V, die an dem Außenwiderstand von 100 kΩ steht. Seine Belastung:

$$\frac{U^2}{R} = \frac{70^2}{100000} \approx 0{,}02 \cdot 10^{-3}\ \mathrm{W} = 0{,}02\ \mathrm{mW}.$$

Ein 0,1-W-Widerstand reicht an dieser Stelle völlig aus.

Sie könnten einwenden, daß dieses Verfahren zu umständlich für den Amateur sei. Aber unsere Bauanleitungen sind ja nicht zum möglichst bequemen „Abkupfern" bestimmt, sondern zum Mit- und Nachdenken. Wir erwarten z. B. von unseren Lesern, daß sie das Ohmsche Gesetz kennen und selbst dahinterkommen, warum dieses oder jenes Bauelement gerade eine bestimmte Größe hat.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Bauanleitung für einen transistorisierten UKW-Tuner
- Künstliche Erdsatelliten als Relaisstationen im transkontinentalen Nachrichtenverkehr
- Frequenzverhalten von UKW-Mischschaltungen bei Erwärmung
- Transistorisierte Labornetzgeräte für Entwicklung und Service
- Kapazitätsdioden und ihre Anwendung

Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Die Ingenieurschule für Maschinenbau und Elektrotechnik,** Berlin-Lichtenberg, Marktstr. 9–12, nimmt für das Studienjahr 1964/65 noch Bewerber im Abend- und Fernstudium der Fachrichtung Nachrichtentechnik auf. Die Studierenden werden auf Entwurf, Konstruktion und Technologie nachrichtentechnischer Geräte vorbereitet.

▼ **Ein neues Elektronenmikroskop** wurde in Großbritannien speziell für Biologen entwickelt. Es besitzt ein höheres Auflösungsvermögen als irgendein anderes Gerät dieser Art und ist dennoch einfach zu bedienen.

▼ **Japanischen Hochfrequenzfachleuten** ist es gelungen, Fernsehempfänger ohne merklichen Mehraufwand mit Schaltungen auszurüsten, durch die die Erscheinung des Überschwingens unterdrückt wird.

▼ **Die Zeitspanne gemeinsamer Sichtbarkeit** des Nachrichtensatelliten Relay 2 zwischen den USA und Europa war im April auf ihren Höchstwert von 70 Minuten angestiegen, da der Satellit zu dieser Zeit mit seinem Apogäum weit nördlich lag. Im Juli wird diese Übertragungszeit auf nur zehn bis zwölf Minuten absinken. Das Apogäum befindet sich dann über der Südhalbkugel der Erde.

▼ **Einen mit 1,7 kp außerordentlich leichten, transportablen Dauerstrich-Gaslaser** für experimentelle Studien haben die amerikanischen „General Telephone Electronics Laboratories" entwickelt. Das Gerät dient als Dauerlichtquelle für kohärentes, gebündeltes Licht im Wellenlängenbereich 6328 oder 11 530 Å zur Untersuchung von Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten kohärenten Lichts für Nachrichtenverbindungen, Überwachungen, Entfernungsmessungen und andere Aufgaben in Physik, Chemie und Biologie.

▼ **Eine durch Lochkarten gesteuerte** Bühnenbeleuchtungsstellwarte erhielt das Schauspielhaus in Frankfurt am Main. Damit ist es möglich, sämtliche Beleuchtungseinrichtungen für Bühne und Zuschauerraum nach einem vorher auf Lochkarten festgehaltenen Steuerplan zu schalten. Ferner wurden in die Steueranlage auch Effektlautsprecher, Halleinrichtungen und fünf Fernsehkameras einbezogen.

▼ **Die direkte Fernschreibverbindung zwischen Moskau und Washington** benutzt ein kompliziertes Geheimhaltungssystem: Wenn ein Teilnehmer eine Nachricht senden will, fordert er seinen Partner zum Empfang auf und teilt ihm den Geheimkode mit, damit die Verschlüsselungseinrichtung entsprechend eingestellt werden kann. Auf der Sendeseite wird die Nachricht auf Lochstreifen gelocht und nochmals überprüft; danach wird sie automatisch verschlüsselt und gesendet. Die Fernschreibverbindung arbeitet mit der Standardgeschwindigkeit von 400 Zeichen/Minute. Das Bedienungspersonal auf beiden Seiten wurde für den Empfang von russischen und englischen Texten speziell ausgebildet.

„Denkender" Fernsehautomat

Leningrader Elektronikexperten haben einen Fernsehautomaten entwickelt, der eine Kombination von Fernsehkamera und elektronischer Rechenanlage darstellt. Der Brückenkran, auf dem diese Anlage montiert ist, fährt durch die Werkhalle, findet die notwendige Last, hebt sie hoch und bringt sie an eine andere Stelle. Der Kranführer wird dabei von dem Fernsehautomaten ersetzt. Er „erkennt" elektronisch mit Hilfe der Fernsehkamera die Last und gibt an die Hebevorrichtung den entsprechenden Befehl durch. Das „Auge" des Fernsehautomaten kann die Stärke der auf Kleinstteile aufgetragenen Isolation kontrollieren, im kontaktlosen Verfahren meterlange Rohlinge messen, zerstörungsfreie Werkstoffprüfung von Metallerzeugnissen durchführen und die Arbeit der Fließbänder und Taktstraßen überwachen. Sämtliche Informationen, die durch die Fernsehkameras durchgegeben werden, werden durch Rechenanlagen ausgewertet, die sie ständig mit den in ihren Speichern enthaltenen Daten vergleichen.
Der Fernsehautomat zählt blitzschnell alle Gegenstände, die in seinen Gesichtskreis geraten, unabhängig von deren Größe und Gestalt oder mißt die von ihnen eingenommene Fläche. Durch diese Eigenschaften eignet er sich für Anwendungen in Biologie, Medizin, Chemie, Geologie und Metallurgie. Er erlaubt es z. B., die Struktur der lebendigen Zellen, verschiedene Farbstoffe, Mineralien und Legierungen zu analysieren. In der metallverarbeitenden Industrie kann man mit Hilfe des neuen Automaten die Bearbeitungsgenauigkeit der Erzeugnisse ermitteln.

Eine Fachtagung über Kontakte in der Elektrotechnik

fand im Mai in Berlin statt. Nahezu 200 auf diesem wichtigen Spezialgebiet der Elektrotechnik tätige Wissenschaftler und Techniker aus der DDR sowie eine Reihe von Gästen aus der Sowjetunion, aus Ungarn, Polen, Bulgarien, Großbritannien und Westdeutschland berieten über Grundlagenprobleme, technologische Fragen, Konstruktion und Betriebsverhalten elektrischer Kontakte.
Ein interessantes technologisches Problem behandelte Ing. Kühn aus dem VEB Funkwerk Dresden in seinem Vortrag über Kontaktprobleme bei der Miniaturisierung. Ausgehend von den Hauptanforderungen an Kontakte zeigte er anhand der drei Entwicklungsrichtungen der Miniaturisierung – Druckschaltungstechnik, Mikromodultechnik und Mikroelektronik (Festkörperphysik) – verschiedene Lösungen zur Kontaktierung.
Eine weitere neuartige Technologie der Kontaktierung berührte Ing. Jentzen vom Berliner Funk- und Fernmeldeanlagenbau. Er berichtete über Versuche mit lötlosen Wickelverbindungen, bei denen mit einem speziellen Wikkelgerät der Anschlußdraht in mehreren eng aneinander liegenden Windungen fest um die scharfkantige Anschlußfahne gewickelt und dadurch fest und gasdicht mit dieser „kaltverschweißt" wird. Ing. Jentzen vermittelte die in der DDR mit diesem Verfahren bereits gemachten Erfahrungen.

Elektronik in der Medizin

Halbleiterspezialgerät für Augenoperationen

Mit einem in der UdSSR entwickelten Halbleiterspezialgerät ist es möglich, Menschen, die am grauen Star leiden, ohne jede Schädigung verhältnismäßig einfach und erfolgreich zu operieren. Beim grauen Star muß die trübe gewordene Augenlinse entfernt werden. Bei der sowjetischen Neuentwicklung wurde der thermoelektrische Abkühlungseffekt nutzbar gemacht. Am Endstück des Gerätes entsteht nach seinem Anschluß an eine Stromquelle die für die Operation erforderliche Temperatur von – 21° C, die im Verlauf der gesamten Operation erhalten bleibt. Der Chirurg vermag mit diesem Instrument die größte Gefahr, die bei der Entfernung der Linse droht, den Verlust des Glaskörpers des Auges, zu bannen.

Laser für Augenoperationen

Am Stanford Medical Center in St. Franzisko wird zur Zeit am Ophthalmoskop-Laser gearbeitet. Mit dem Laser wurden bisher zwei Operationen an Patienten mit beschädigter Netzhaut durchgeführt. Das Lasergerät besteht aus einem synthetischen Rubinkristall von 63 mm Dicke und 760 mm Länge. Es arbeitet mit 6943 Å. Dichromatische Spiegel filtern die Wellenlänge.

Elektrisches Feld tötet Bakterien

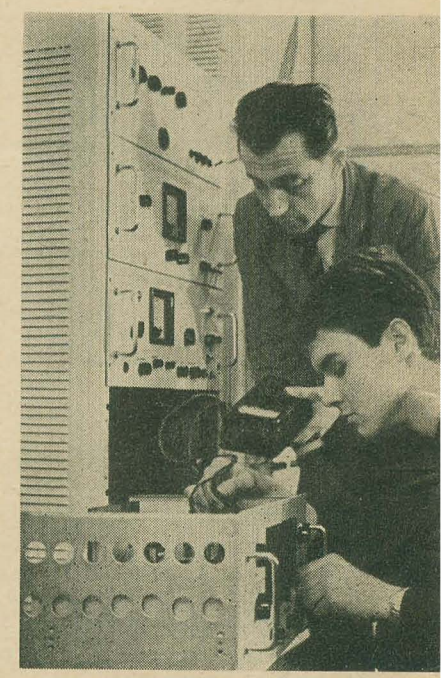
Dr. Fritz Hahn aus Heidelberg hat nachgewiesen, daß sich Bakterien in einem elektrischen Gleichstromfeld nicht aufhalten bzw. von der Spannung getötet werden. Mit einer solchen Gleichspannung von etwa 2000 V, die an Elektroden an der Zimmerdecke und am Fußboden gelegt werden, können Operationssäle und Krankenzimmer fast völlig bakterienfrei gehalten werden. Bei Versuchen erzielte man eine Keimfreiheit zwischen 90 und 100%. Störende Nebenwirkungen auf den menschlichen Organismus konnten nicht beobachtet werden. Menschen, die an einer Grippe erkrankt waren, brauchten sich nur fünf Stunden in einem solchen – allerdings recht kostspielig zu installierenden – Gleichfeld aufzuhalten, um völlig gesund zu werden.

Elektronische Herz- und Kreislaufüberwachungsanlage

Eine elektronische Herz- und Kreislaufüberwachungsanlage für Operationssäle wurde im Forschungsinstitut Manfred von Ardenne entwickelt und von dem halbstaatlichen Betrieb Dr.-Ing. Perthen und Co., Dresden, gefertigt. Mit der Anlage, die für die Berliner Charité bestimmt ist, können gleichzeitig bis zu 16 Lebensfunktionen des Patienten registriert werden. Auf der 53-cm-Bildröhre eines am Operationstisch aufgestellten Monitors kann der Chirurg ferner den Verlauf von acht lebenswichtigen Funktionen des Menschen in Form von Kurvenbildern verfolgen.

Elektronische Krankenschwestern

Elektronische Rechenanlagen werden in Krankenhäusern der USA immer häufiger zur „elektronischen Krankenschwester", berichtet radio mentor im Heft 2 (1964). Als eines der interessantesten Anwendungsbeispiele wird eine Anlage im M. D. Anderson-Hospital in Houston/Texas erwähnt, mit der Patienten während langwieriger Operationen überwacht werden.
Die Datenverarbeitungsanlage erhält über eine Eingabeeinrichtung die vom Patienten durch Meßinstrumente abgeleiteten Analogwerte über Blutdruck, Puls und Atemfrequenz, Temperatur, Gehirnströme, Kohlensäuregehalt der Atmungsluft, Sauerstoffsättigungsgrad des arteriellen Blutes, Konzentration des Narkotikums und das gesamte Atmungsvolumen. Im Datenumsetzer werden die Analogwerte in Digitalwerte umgewandelt und an die zentrale



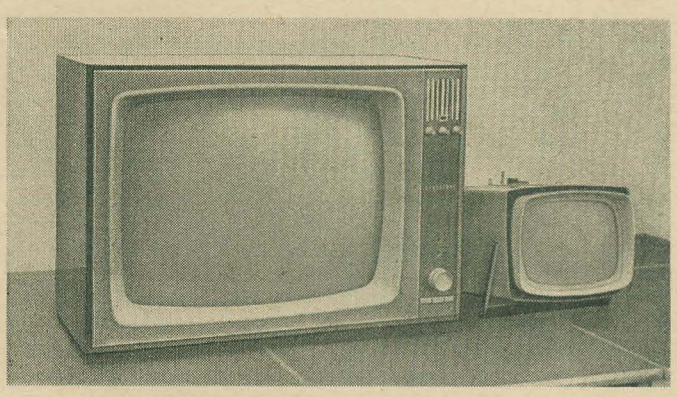
Diese elektronische Herz- und Kreislaufüberwachungsanlage für Operationssäle wurde vom Forschungsinstitut Manfred von Ardenne entwickelt.

Recheneinheit weitergegeben. Er verarbeitet sie und gibt die Ergebnisse als Protokolliste aus. Dann können sie dem Chirurgen über eine Gegensprechanlage mitgeteilt werden. Zusätzliche Informationen sind über im Operationssaal installierte Anzeigegeräte möglich; optische und akustische Alarmsignale werden eingeschaltet, sobald ein kritischer Schwellenwert beim Blutdruck oder bei der Temperatur überschritten wird. Die Anlage kann aber auch durch Beobachtung des zeitlichen Verlaufs die Ärzte auf eine bedrohliche Entwicklung hinweisen, bevor die Gefahr akut wird.

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

13. JAHRGANG · 2. JUNIHEFT 12 1964



Was wir könnten, wenn ...

... unserer Geräteindustrie Bauelemente hoher Qualität in hinreichender Anzahl zur Verfügung stehen würden

Wir beabsichtigen, unter dieser Überschrift in zwangloser Folge über Entwicklungen, deren Fertigung nicht gesichert ist, bzw. über Verbesserungen, deren Durchführung auf Schwierigkeiten stößt, bzw. über Schaltungen, die nicht angewendet werden können, zu berichten, wobei in jedem Fall die Bauelementesituation der Hinderungsgrund ist. Wie auch aus den beiden folgenden Beispielen hervorgeht, sind die sich daraus ergebenden Nachteile sowohl technischer wie ökonomischer Natur. Bei Beschränkung auf das bei uns z. Z. vorhandene Bauelementesortiment können einige technische Probleme gar nicht und andere nur unter Inkaufnahme höherer Fertigungsselbstkosten gelöst werden (wenn z. B. 4 ZF-Stufen statt 3 bei Benutzung der Transistoren von HFO anstelle von weltmarktfähigen Transistoren vorgesehen werden müssen; wenn man auf die Vorteile implosionsgeschützter Bildröhren verzichten muß usw.).

Wir greifen diese Problematik immer wieder auf, nicht weil uns das Kritisieren Spaß macht, sondern weil ihre Lösung für unsere Republik eine Lebensfrage ist. Und man löst Probleme dieser Art nicht dadurch, daß man sie mit dem Kleister tiefen Stillschweigens zudeckt, sondern indem man sie offen und ihrer Dringlichkeit entsprechend formuliert, zumal es sich hier, wie bereits nachgewiesen wurde [radio und fernsehen 13 (1964) H. 5 S. 131 und H. 7 S. 195], zum erheblichen Teil auch um ideologische Fragen handelt. Andererseits sind wir der Ansicht, daß die echten objektiven Schwierigkeiten unserer Bauelementeindustrie (Kaderprobleme, Grundstoffe usw.) nicht von der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik allein gelöst werden können.

Gleichzeitig liegt uns daran, nachzuweisen, daß die Ingenieure unserer Geräteindustrie auf der Höhe ihrer Aufgaben stehen.

D. Red

Teil 1: Ein volltransistorisierter Fernsehempfänger

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Die Volltransistorisierung von Fernsehgeräten bietet die Möglichkeit, Geräte zu konstruieren, die als „tragbar" bezeichnet werden dürfen und außerdem für den Betrieb aus einer Batterie geeignet sind. Die Entwicklungsabteilung des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt hat sich in der vergangenen Zeit sehr intensiv mit dem Einsatz von Transistoren in Fernsehgeräten befaßt, um die Voraussetzung für die Produktion eines solchen Gerätes zu schaffen. Damit das Angebot des Handels sinnvoll erweitert wird, ist zunächst davon ausgegangen worden, daß diese Geräteart den aufkommenden Bedarf des Zweitgerätes decken kann und gleichzeitig als tragbares Batteriegerät vielseitige Einsatzmöglichkeiten gibt. Hierfür hat sich ein Bildröhrenmaß von etwa 28 cm als zweckmäßig erwiesen.

Anläßlich der Leipziger Frühjahrsmesse 1964 konnte ein Labormodell eines solchen Gerätes internen Kreisen aus Industrie und Handel vorgestellt werden, bei dem, bis auf Bildröhre und Hochspannungsgleichrichterröhre, nur Halbleiter als aktive Elemente eingesetzt wurden (Bild 1). Die Arbeiten konzentrierten sich darauf, die von HFO produzierten bzw. in der Entwicklung befindlichen Transistoren, soweit wie nur möglich, einzusetzen, um mit einem Minimum an Importen auszukommen.

Im folgenden wird die Schaltungskonzeption des Labormodells näher erläutert.

VHF-Tuner

Im Eingang des Gerätes wird ein kapazitiv durchstimmbarer Tuner verwendet. Verschiedene konstruktive Maßnahmen ermöglichten es, diese Baustufe gegenüber ihrem röhrenbestückten Vorgänger erheblich zu verkleinern. Wie bei dem bekannten Prinzip erfolgt die Umschaltung der Bereiche (Bänder I bis III) jeweils in der 180°-Stellung des Drehkondensators. Schaltungstechnisch ergibt sich die bekannte Dreiteilung: Vor-, Misch- und Oszillatorstufe.

Zur Bestückung der in Basisschaltung arbeitenden Vorstufe ist der Mesatransistor AF 139 vorgesehen. Den Empfangsverhältnissen entsprechend kann entweder die eingebaute Teleskopantenne oder eine Außenantenne über

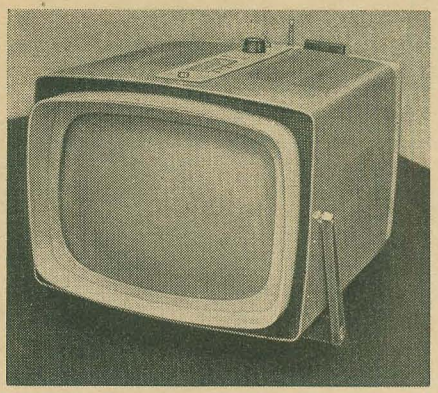


Bild 1: Gehäusevariante des volltransistorisierten Fernsehempfängers

einen Ferritübertrager an den Transistoreingang geschaltet werden.

Ein fußpunktgekoppeltes, kapazitiv abstimmbares Bandfilter überträgt das HF-Signal auf die Mischstufe. Die Oszillatorspannung wird über eine Kapazität auf den Mischereingang gekoppelt. Misch- und Oszillatorstufe sind jeweils mit dem Mesatransistor AF 106 bestückt. Die am Ausgang des Mischers entstehende Zwischenfrequenz wird über eine kapazitive Fußpunktkopplung der nachfolgenden Regelanordnung vor dem Zwischenfrequenzverstärker zugeführt.

Die vom HFO zur Zeit verfügbaren Drifttransistoren liegen mit ihren Parametern im Frequenzbereich von 30 ··· 40 MHz schlechter als die Typen AF 180 und AF 181. Die Verstärkung unter Anwendung von 3×AF 121 läßt sich bei Benutzung des GF 132 nur in vier Stufen erreichen. Spezielle Regeltransistoren sind z. Z. bei uns noch nicht vorhanden. Der GF 132 läßt sich zwar abwärtsregeln, jedoch ist mit dieser Regelungsart nur ein geringer Regelumfang bei kleinen Eingangsspannungen erreichbar.

Auf Grund dieser Tatsache ergab sich für das Labormodell des transistorisierten Fernsehgerätes die im Bild 3 festgehaltene ZF-Konzeption. Die Verwendung einer zusätzlichen Regeldiode hat sich als sehr vorteilhaft erwiesen.

Der Regelumfang beträgt etwa 60 dB, ohne daß nennenswerte Verformungen der Durchlaßkurve oder Gradationsverzerrungen auftreten. Die Durchlaßkurve des Bild-ZF-Verstärkers paßt in das Toleranzschema des Nyquistmeßdemodulators, so daß eine optimale Bildqualität gewährleistet ist.

DF-Verstärker

Der DF-Verstärker unterscheidet sich im Prinzip nicht vom Zwischenfrequenzverstärker eines UKW-Empfängers. Die AM-Unterdrückung steht hier im Vordergrund, während die Selektion eine untergeordnete Rolle spielt. Der DF-Verstärker ist zweistufig ausgeführt, wobei die Videovorstufe gleichzeitig als 1. DF-Stufe wirkt. Beide Stufen sind mit dem Transistor GF 122 bestückt.

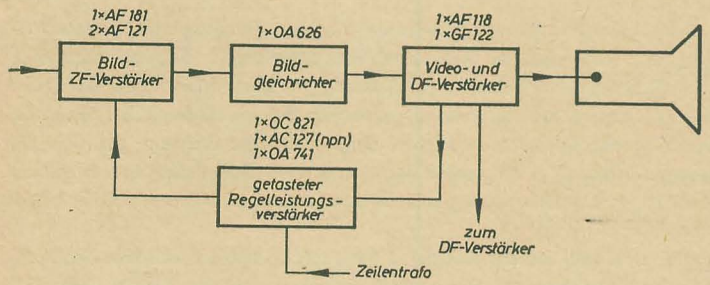


Bild 2: Prinzip einer günstigen getasteten Regelung

Durch die Anwendung des Transistors AF 139 in der Eingangsstufe konnten in beiden Bereichen ausgezeichnete Rauschzahlen (< 4 dB) erreicht werden.

Bild-ZF-Verstärker und AVR

Bei Benutzung der z. Z. im Ausland zur Verfügung stehenden modernen Drift- und Mesatransistoren (z. B. AF 121 und AF 106) lassen sich Bild-ZF-Verstärker mit nur drei Stufen aufbauen. Die Leistungsverstärkungswerte derartiger Verstärker, von der Basis bzw. vom Emitter des Mischtransistors bis zum Demodulator, betragen 70 ··· 80 dB. Die kleinen Rückwirkungskapazitäten (< 1 pF) der obengenannten Transistortypen gestatten durchweg eine Neutralisation mittels Festkondensator. Durch die speziell für die Aufwärtsregelung entwickelten Transistortypen (z. B. AF 180, AF 181) konnte die Verstärkungsregelung verbessert werden, so daß schaltbare Dämpfungsglieder am Antenneneingang nicht mehr notwendig sind. Die Regelspannung wird vorwiegend nach dem Prinzip der getasteten Regelung erzeugt und in einem nachfolgenden Regelleistungsverstärker verstärkt. Mit Hilfe der oben angeführten Bauelemente läßt sich eine Schaltungskonzeption nach Bild 2 realisieren.

Videoverstärker

Die Dimensionierung des Videoverstärkers ist weitgehend von der verwendeten Bildröhre abhängig. Der sinnvoll einzusetzende Bildröhrentyp A 25-10 W benötigt zur vollen Durchsteuerung etwa 32 V_{ss} Bildsignal, so daß als Endstufentransistor der AF 118 mit einer Kollektorspannung von 60 V gerade noch ausreichend ist. Die hohe Kollektorspeisespannung wird dem Zeilentrafo entnommen.

Zur Korrektur der Durchlaßkurve werden die auch in Röhrenschaltungen üblichen π-Glieder in den Ein- und Ausgängen der Transistoren verwendet.

Um die Belastung des Bild-Gleichrichters niedrig zu halten, wird ein Vorstufentransistor GF 122 benötigt, der gleichzeitig zur Verstärkung der Ton-ZF dient.

Synchronisation

Das Videosignal wird am Emitterkreis des Videoendstufentransistors für das Amplitudensieb ausgekoppelt. Als erste Stufe ist hier ein Transistor OC 872 mit einer f_α-Frequenz von etwa 7 MHz eingesetzt, der eine geringe Impulsverformung garantiert. Die Verlustleistung von 30 mW ist ausreichend, jedoch muß die Steilheit als Großsignalparameter besonderen Bedingungen entsprechen. Um eine saubere Impulsabtrennung zu gewährleisten, ist das Amplitudensieb zweistufig aufgebaut. In der zweiten Stufe wird ein npn-Transistor benötigt, an den ähnliche Grenzfrequenzforderungen bestehen wie in der ersten Stufe. Kritisch sind vor allem die Verlustleistung und seine zulässige Emitter-Basis-Sperrspannung. Die gestellten Bedingungen konnten mit dem Typ OC 139 erfüllt werden. Eine nachfolgende Impulstrennstufe mit dem Transistor OC 872 begrenzt und verstärkt gleichzeitig den durch Integration gewonnenen Vertikalimpuls.

Beim Phasenvergleich wird in bekannter Schaltung die für den Horizontalsperrschwinger notwendige Nachsteuerspannung erzeugt. Als Dioden sind Typen mit niedriger Sperrspannung (OA 625) eingesetzt. Diese Nachsteuerspannung wird in einem nachgeschalteten Regelleistungsverstärker den erforderlichen Werten des Horizontalsperrschwingers angepaßt, d. h., dieser Verstärker erfüllt die Aufgabe einer Impedanzwandler- und Trennstufe zugleich. Aus Gründen der Frequenzstabilität ist eine große Temperaturkonstanz bei hohem Eingangswiderstand gefordert. Dies wird durch eine Kaskadenschaltung der Transistoren OC 921 (Silizium) und OC 872 in Kollektorbasisschaltung erreicht. Die garantierte Stromverstärkung des OC 921 ist für diesen Anwendungsfall allerdings unzureichend.

Ablenkstufen

Als Horizontalgenerator ist eine Sperrschwingerschaltung vorgesehen, die zunächst mit dem Transistor OC 80 A bestückt wurde. Laborversuche mit nach f_α ausgesuchten Exemplaren des GC 301 zeigten, daß sein Einsatz unter bestimmten Voraussetzungen auch an dieser Stelle möglich werden könnte. Zur Stabilisierung des Sperrschwingers wurde der aus der Röhrentechnik bekannte Schwingkreis auch hier mit Erfolg eingesetzt.

Eine Treiberstufe verstärkt die vom Sperrschwinger gelieferte Steuerleistung und verhindert gleichzeitig die Rückwirkung der Zeilenendstufe auf den Sperrschwinger. Die Auslegung der Treiberstufe richtet sich nach den Eigenschaften des Treiber- und Endstufentransistors selbst. Für eine Endstufe mit dem Transistor 2 N 1906 konnte auch hier ein nach f_α und B ausgesuchtes Exemplar des GC 301 bei entsprechender Kühlung verwendet werden.

Die Zeilenendstufe arbeitet in Shuntdiodenschaltung; als Endstufentransistor stand ein Exemplar des Typs 2 N 1906 zur Verfügung. Als Shuntdiode ist aus räumlichen Gründen eine OA 31 eingesetzt worden, obwohl eine Diode OY123 elektrisch diese Funktion auch erfüllen könnte. Die äußeren Abmessungen der OY 123 waren bei den gegebenen Raumverhältnissen jedoch nicht tragbar. Das Ablenksystem wurde über einen Zeilentrafo angekoppelt, der gleichzeitig die zum Betrieb der Bildröhre A 25 — 10 W und den Videotransistor benötigten Hilfsspannungen liefert. Als Ventil-

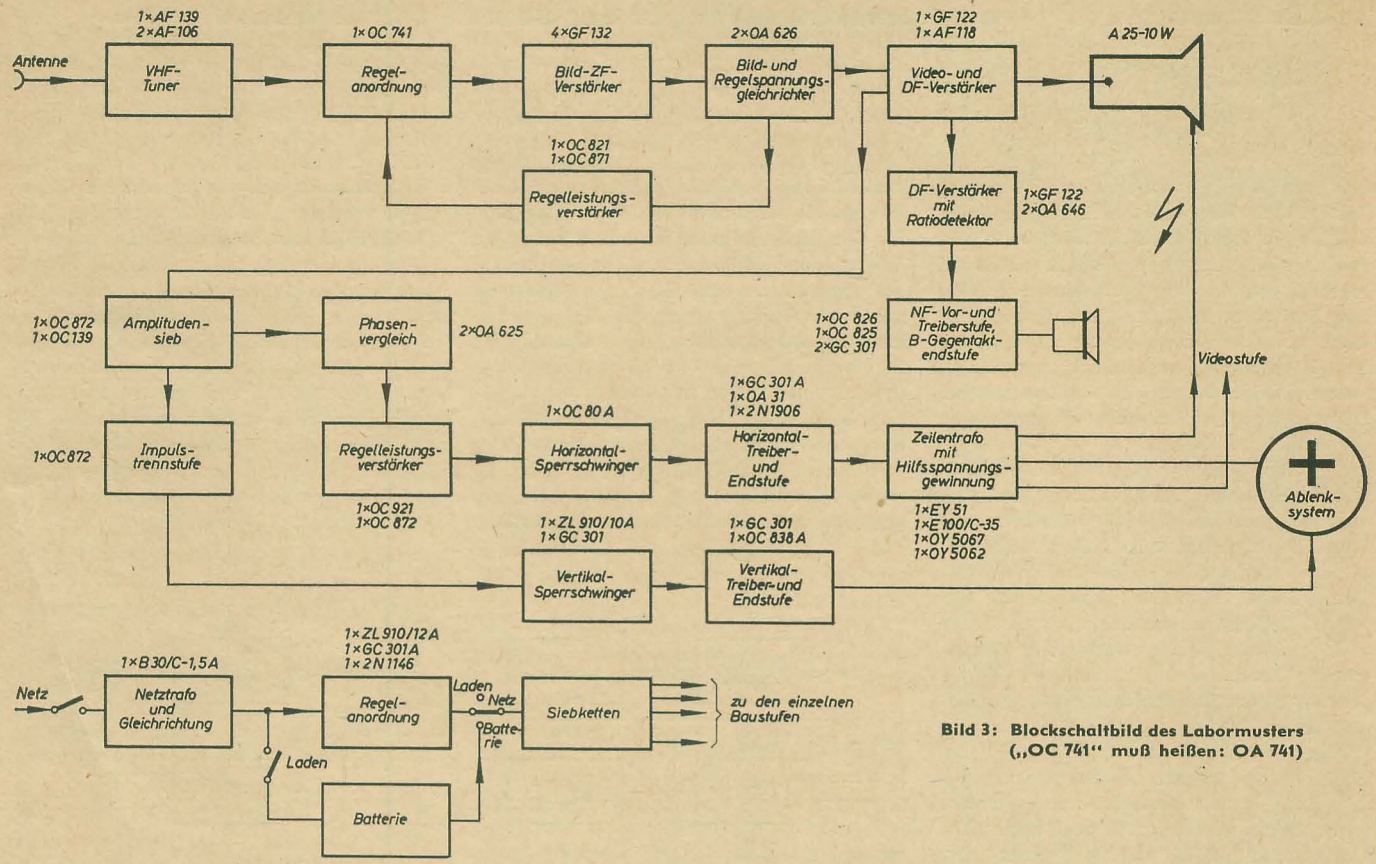


Bild 3: Blockschaltbild des Labormusters („OC 741" muß heißen: OA 741)

elemente für Impulsgleichrichter wurden Si-Gleichrichter mit hoher Sperrspannung und hoher Leistung verwendet, die jedoch für einen Serieneinsatz nicht in Frage kommen, da eine Auslastung nur in bezug auf die Sperrspannung erfolgte; der Einsatz von Selengleichrichtern ist vorgesehen. Die Hochspannungsgleichrichtung (10 kV) erfolgt mit der Elektronenröhre EY 51.

Die für den Vertikalkipp erforderliche sägezahnförmige Steuerspannung wird ebenfalls durch eine Sperrschwingerschaltung erzeugt. Hier wird der zulässige Spitzenstrom des GC 301 voll ausgenutzt, um die notwendige Ladungsmenge in der kurzen Rücklaufzeit für einen Ladekondensator zur Verfügung zu stellen. Die integrierte Verlustleistung bleibt gering.

Ein von der Bauelementeseite noch nicht gelöstes Problem für diese Stufe ist die Toleranzeinengung bei Niedervoltelkos.

Im Vertikalkippteil folgt auf den eigentlichen Steuergenerator eine Treiberstufe, die wieder eine Rückwirkung von der Endstufe vermindert und andererseits die Steuerleistung für diese zur Verfügung stellt. Gleichzeitig wird durch die Anwendung der Kollektorbasisschaltung eine zu starke Belastung des Sperrschwingers vermieden. Auch in dieser Stufe ist ein Transistor GC 301 eingesetzt.

Die an die Endstufe gestellten Bedingungen bezüglich Verlustleistung und Kollektorsperrspannung werden von dem Schalttransistor OC 838 erfüllt. Die nach Stromverstärkung bzw. I_C, U_{BE} ausgesuchten Exemplare erfüllten auch die Linearitätsbedingungen üblicher Röhrengeräte in Verbindung mit den vorgesehenen Linearitätskorrekturnetzwerken. Die geforderten Toleranzen müßten von der Halbleiterseite zu beherrschen sein. Das Ablenksystem ist kapazitiv an den Kollektor des Endstufentransistors angekoppelt.

Die Stabilisierung dieser Stufe muß besonders sorgfältig durchgeführt werden, so daß u. a. der Einsatz einer Zenerdiode notwendig ist. Listenmäßig angegebene Streuwerte der Zenerdiode liegen so hoch, so daß auch hier nur ausgesuchte Exemplare der Diode ZL 510/10 angewendet werden konnten.

Stromversorgung und NF-Teil

Die Stromversorgung ist für wahlweisen Netz- oder Batteriebetrieb ausgelegt. Eine Lademöglichkeit des Sammlers (vorerst NiC-Sammler) bei Betriebspausen des Fernsehgerätes am Netz ist vorgesehen. Die Netzwechselspannung wird in einer Brückenschaltung gleichgerichtet und einem als Längsregelglied geschalteten Leistungstransistor 2 N 1146 zugeführt. Als Vergleichsspannung dient auch hier wieder eine ausgesuchte Zenerdiode ZL 510/12. Als Impedanzwandler wird ein Transistor GC 301 A mit hoher Stromverstärkung verwendet. Die Anwendung eines Leistungstransistors mit den Eigenschaften des 2 N 1146 gewährleistet neben einem geringen Innenwiderstand und guter Siebung eine hohe Betriebssicherheit (Kurzschlußfestigkeit). Die stabilisierte Gleichspannung wird über die bei Batterie- und Netzbetrieb wirksamen RC-Siebglieder den einzelnen Baustufen zugeführt.

Die NF-Stufe ist in bekannter Schaltung mit einer Gegentakt-B-Endstufe ausgerüstet, wobei ein Pärchen des wiederholt verwendeten Transistors GC 301 eingesetzt ist. Als Treibertransistor ist der Typ OC 825, als Vorstufentransistor der Typ OC 826 eingesetzt. Eine Ausgangsleistung von 0,5 W in Verbindung mit einem 100-mm-Versuchslautsprecher wurde als völlig ausreichend empfunden, wobei der Klirrfaktor sehr günstig lag.

Durch Bauelemente verursachte Probleme

Aus der Beschreibung ist ersichtlich, daß noch einige Importbauteile, vor allem Transistoren, eingesetzt werden mußten. An diesen Stellen konnte auch durch erhöhten Aufwand — wie dies z. B. für die Bild-ZF beschrieben ist — der Einsatz von Importbauteilen nicht umgangen werden. Dabei handelt es sich um die Stufen

VHF-Tuner:	1×AF 139, 2×AF 106
Videoendstufe:	1×AF 118
Synchronisation:	1×OC 139
Zeilenendstufe:	1×2 N 1906 (1×OA 31)
Stromversorgung:	1×2 N 1146
Bildröhre:	A 25 — 10 W

Darüber hinaus sind auf Grund der verschärften Einsatzbedingungen an einige HFO-Transistoren erhöhte Forderungen zu stellen, oder es wäre auch hier der Einsatz von Importbauteilen erforderlich. Für die Stromversorgung bei Netzbetrieb und für die Impulsgleichrichtung fehlen serienmäßig hergestellte Selengleichrichter, deren Bereitstellung aber seitens des VEB Gleichrichterwerk Großräschen nach gemeinsamer Erprobung für möglich gehalten wird.

Auch die eingesetzte 7,5-AH-Nickel-Cadmium-Batterie des VEB Grubenlampenwerk Zwickau genügt bezüglich Gewicht, Abmessungen und Preis noch nicht den gestellten Forderungen, so daß eine Weiterentwicklung erforderlich ist.

Weitere Schwierigkeiten entstanden in einigen Stufen durch zu große Toleranz der Elektrolytkondensatoren, so daß auch hier für einige Anwendungsfälle neue Lieferbedingungen entstehen müssen.

Teil 2: „Staßfurt III" – ein Fernsehempfänger der oberen Geräteklasse

Mitteilung aus dem VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

Seit dem Beginn der Fernsehempfängerproduktion in Staßfurt im Jahre 1957 beschränkte sich das in diesem Betrieb entwickelte und produzierte Sortiment von Fernsehgeräten auf die mittlere und untere Geräteklasse.

Das Bestreben, Sortiment und Qualität zu erhöhen, sowie Erzeugnisse zu schaffen, die dem Höchststand der Technik entsprechen, waren die Gründe, auch in Staßfurt mit der Entwicklung eines Fernsehgerätes der oberen Geräteklasse zu beginnen.

Ein solcher Gerätetyp muß in seinen elektrischen Kenndaten ein technisches Maximum darstellen und dem Kunden möglichst maximalen Bedienungskomfort bieten. Selbstverständlich wird der Entwickler zur Erreichung dieses Zieles modernste Bauelemente einsetzen. Moderne Entwicklung bedeutet aber auch gleichzeitig Berücksichtigung ökonomischer Gesichtspunkte. Deshalb wurde von dem bewährten Standardchassis ausgegangen. Aufbauend auf der Schaltungstechnik der Geräte des Mittelklassentyps wurde eine Reihe von technischen Weiterentwicklungen an verschiedenen Baustufen vorgenommen. Wenn die Entwicklung z. Z. auch noch nicht abgeschlossen ist, so soll doch schon eine Kurzbeschreibung des Gerätes erfolgen, um vor allem auf seine Besonderheiten und einige Bauelementeprobleme hinzuweisen.

Ein wesentliches technisches Merkmal eines Fernsehempfängers ist seine rauschbegrenzte Empfindlichkeit, d. h. die Antenneneingangsleistung, bei der sich an der Steuerelektrode der Bildröhre ein bestimmtes Signal-Rauschverhältnis ergibt. Maßgeblich bestimmt wird dieses Verhältnis durch die Rauschzahl der Kanalwählervorstufe. Wie bereits in radio und fernsehen 13 (1964) H. 3 berichtet, ist es durch die Transistorisierung möglich, in dieser Beziehung erhebliche Fortschritte zu erzielen. Der neue Empfänger ist deshalb mit einem teiltransistorisierten VHF-Tuner ausgerüstet. Die Röhrenvorstufe, bisher mit der Spanngittertriode PC 88 bestückt, wurde durch den sehr rauscharmen Transistor AF 139 ersetzt. Dadurch verringerte sich die Gesamtrauschzahl des Tuners im ungünstigsten Kanal des Bandes III auf < 4 dB. Das dürfte z. Z. für Fernsehgeräte unter Berücksichtigung des ökonomischen Aufwandes die obere Grenze des Erreichbaren darstellen. Der Transistor arbeitet in Basisschaltung und fügt sich deshalb schaltungstechnisch gut anstelle der PC 88 ein. Bei dem Typ AF 139 handelt es sich um einen Importtransistor.

Zum technischen Höchststand dieser Geräteklasse gehört auch das automatische Aufsuchen und Scharfabstimmen eines Fernsehsenders. Der Empfänger ist daher mit einer sogenannten Suchlaufautomatik ausgerüstet. Zu diesem Zweck ist der VHF-Tuner über ein Getriebe mit einem Motor gekoppelt. Der Motor wird über ein Relais geschaltet, welches im Anodenkreis einer Schaltröhre liegt. Eine mechanische Kupplung gestattet es, die Automatik außer Betrieb zu setzen und die Sender in bekannter Weise von Hand einzustellen.

Die Auslösung des Suchlaufes kann durch Drücken einer Taste am Gerät selbst oder über eine Fernbedienung erfolgen. Um 11 Kanäle zu überstreichen, ist eine Zeit von etwa 15 s erforderlich. Das Stopsignal wird aus dem ZF-Bildträger gewonnen und über eine Steuerstufe der Schaltröhre zugeführt. Das im Anodenweg der Schaltröhre liegende Relais übernimmt mehrere Schaltfunktionen. Außer der Steuerung des Motors wird mit Hilfe eines Relais während des Suchlaufes der Fernsehempfänger stumm und dunkel gesteuert. Auf nähere technische Einzelheiten, auch auf die Methode der Scharfabstimmung, wird zu einem späteren Zeitpunkt eingegangen.

Der dreistufige ZF-Verstärker ist zur Verbesserung der Regeleigenschaften mit zwei Spanngitterröhren EF 183 und einer EF 80 bestückt. Seine Schaltungstechnik sowie die der nachfolgenden Stufen, wie Bildgleichrichter, Video-Verstärker und DF-NF-Verstärker entsprechen der des Standardempfängers der Mittelklasse.

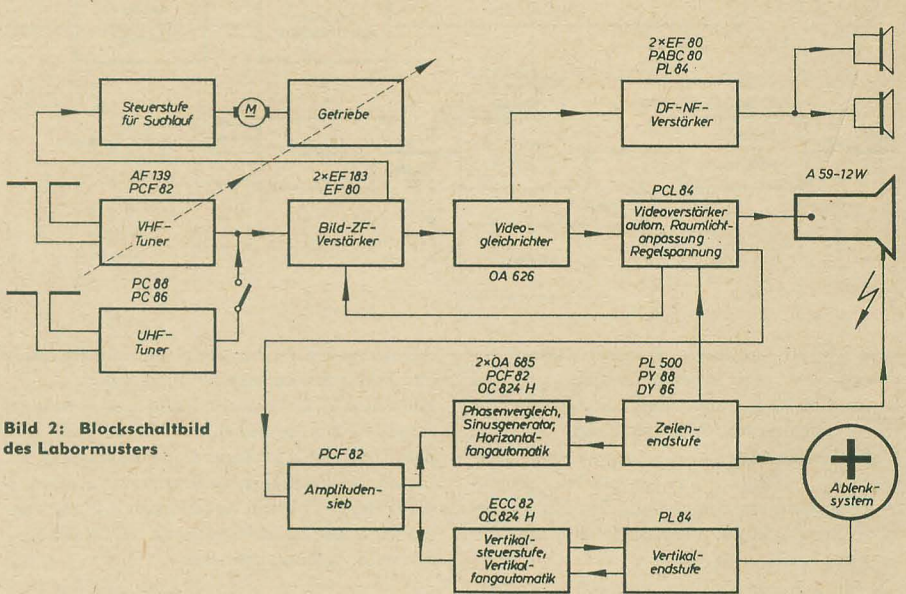


Bild 2: Blockschaltbild des Labormusters

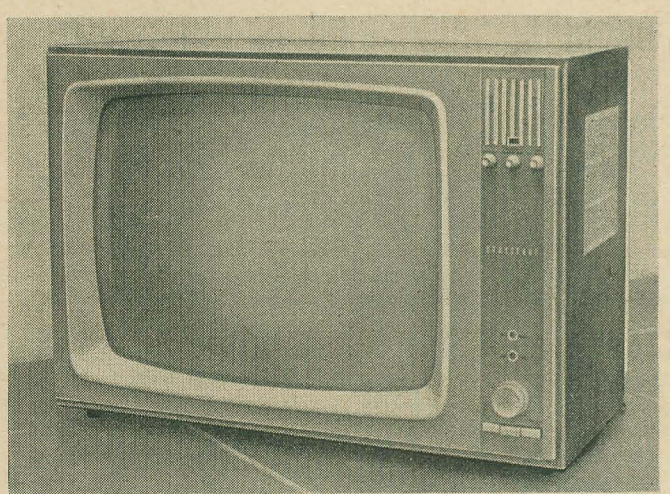


Bild 1: Spitzengerät „Staßfurt III"

Einen zusätzlichen Bedienungskomfort stellt die automatische Raumlichtanpassung dar. Jede Aufhellung des den Fernsehempfänger umgebenden Raumes bewirkt eine mehr oder weniger stark störende Aufhellung des Bildschirmes. Das bedeutet eine Verfälschung der Gradation, eine Verringerung der erkennbaren Graustufen und eine Herabsetzung des Kontrastumfangs. Der Fernsehteilnehmer müßte also immer dann die Kontrast- und unter Umständen die Helligkeitseinstellung seines Gerätes verändern, wenn sich das Raumlicht ändert.

Die Raumlichtanpassung vereinfacht die Bedienung des Fernsehgerätes und liefert bei unterschiedlicher Raumbeleuchtung stets ein optimales Fernsehbild.

Als technisch einfachste Lösung wird dazu ein Fotowiderstand benutzt, der in Reihe mit dem Kontrastregler im Schirmgitterkreis der Videoröhre liegt (Bild 3). Der Fotowiderstand ändert seinen Widerstandswert bei unterschied-

licher Beleuchtung. Sein Hellwiderstand beträgt wenige hundert Ohm, d. h., der Videoverstärker arbeitet mit vollem Kontrast. Der Dunkelwiderstand beträgt dagegen einige hundert Kiloohm. Um zu verhindern, daß der Kontrast hierbei vollkommen zurückgeregelt wird, schaltet man einen Festwiderstand parallel, so daß sich ein passender Kontrast einstellt.

Für die Entwicklungsarbeiten wurde zunächst ein Fotowiderstandstyp LDR 03 aus Importen benutzt. Auch beim VEB Carl Zeiss Jena werden Fotowiderstände entwickelt; erste Muster sind für den genannten Anwendungsfall bereits erprobt worden.

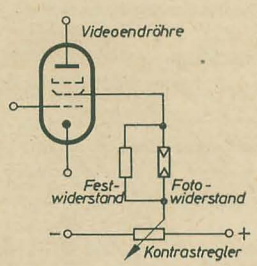


Bild 3: Anordnung der Raumlichtautomatik

Die Synchronisationseigenschaften des Gerätes konnten durch die Einführung von zwei echten Automatikschaltungen für Zeilen- und Bildfang, die mit Transistoren aus dem Fertigungsprogramm von HFO bestückt sind, verbessert werden. Hierdurch entfallen die bisher notwendigen Bedienungsregler für Zeilen- und Bildfang. Besonders günstig wirkt sich die Zeilenfrequenzautomatik bei geringem Eingangssignal aus, da auch bei stark verrauschtem Bild ein sauberer Zeileneinsatz garantiert ist.

Über die technischen Einzelheiten dieser Automatiken wird ausführlich in einem der nächsten Hefte berichtet.

Der Komplex der Vertikalendstufe wurde aus dem Standardgerät der Mittelklasse übernommen. In Verbindung mit der Einführung der Zeilenendröhre PL 500 ist ein neuer Zeilentrafo entstanden. Hierbei werden die vorhandenen Toleranzen des Ablenksystems besser ausgeglichen und die Betriebssicherheit erhöht.

Es ist bekannt, daß unter Umständen die Einstellung einer Sollbildbreite über die Stabilisierungsschaltung der Zeilenendstufe zu erheblichen Toleranzen der Betriebsparameter der Zeilenendstufe selbst führt oder umgekehrt die Einstellung auf einen Betriebsparameter — vorzugsweise die Boosterspannung — zu störenden Bildbreitenabweichungen führt. Durch geeignete Anzapfungen am Zeilentrafo mit zusätzlichen Schaltelementen zur Rücklaufkorrektur wird bei „Staßfurt III" ein günstiger Kompromiß zwischen diesen Toleranzen gefunden, wenn man hierzu entsprechende Gruppen von Ablenksystemen schafft.

Die äußeren Abmessungen konnten durch Einführung eines verkleinerten U-Kernes vermindert werden. Hieraus haben sich auch Vorteile ergeben, da parasitäre Schwingungen (sogenannte Gardinenbildung) durch eine verminderte Streuinduktivität beeinflußt werden können. An das Material des U-Kernes werden allerdings erhöhte Anforderungen gestellt, die z. Z. von den bei KWH serienmäßig hergestellten U-Kernen noch nicht erfüllt werden. Bezüglich der Erhöhung der Betriebssicherheit macht sich das Fehlen flammwidriger Kunststoffe mit hochwertigen elektrischen Eigenschaften bemerkbar, wie sie z. B. für Hochspannungskabel, Folien, Umspritzungen und Tränkungen notwendig sind. Zur Zeit konzentrieren sich die Arbeiten darauf, die zur Umspritzung bzw. Tränkung verwendeten Thermoplaste durch Duroplaste zu ersetzen, da die Thermoplaste verschärften Prüfbedingungen nicht standhalten.

Eine schnelle Überleitung der Konzeption wird sich aus diesem Grunde nur mit besonderer Unterstützung der chemischen Industrie erreichen lassen, die aber gegenwärtig noch nicht im notwendigen Maße gegeben wird.

Insgesamt läßt die neue Zeilenendstufe eine erhöhte Lebensdauer erwarten, da die Zeilenendröhre PL 500 bei gleichen Belastungsverhältnissen vom Zeilentrafo her der bisher verwendeten Röhre PL 36 überlegen sein muß.

Der Stand der Technik erfordert es, ein solches Gerät mit einer modernen Bildröhre auszurüsten. Eingesetzt wurde ein implosionssicherer 59-cm-Typ, wobei auch hier wieder auf Importe zurückgegriffen werden mußte. Eine implosionssichere Bildröhre bringt sowohl dem Konstrukteur und Formgestalter als auch der Produktion und nicht zuletzt dem Kunden eine Reihe von Vorteilen.

Wie der Name schon sagt, ist bei diesen neuen Bildröhrentypen durch bestimmte Fertigungsverfahren die Implosionsgefahr beseitigt worden. Man erreicht das, indem die in den kritischen Zonen des Glaskolbens auftretenden Zugspannungen durch eine Metall- oder Kunststoffummantelung abgefangen werden. Eine solche Bildröhre erfüllt die Sicherheitsbestimmungen, so daß der Konstrukteur auf die bisher übliche Schutzglasscheibe sowie auf andere Sicherheitsmaßnahmen bei der Gehäusekonstruktion verzichten kann. Die Befestigungswinkel sind bereits an der Schutzummantelung der Röhre vorgesehen und gestatten eine sehr einfache Montage. Auf die Fertigung, die Entwicklung der Selbstkosten und den Service kann sich das nur günstig auswirken. Durch die Erfüllung der Sicherheitsbestimmungen können die umfangreichen Maßnahmen, die z. Z. beim Umgang mit Bildröhren im Labor, in der Fertigung und beim Kundendienst notwendig sind, entfallen. Der Kunde wird den Wegfall der bei der Schutzglasscheibe möglichen Reflexionen und die leichte Möglichkeit der Bildschirmreinigung begrüßen. Da die Bildröhre als größtes Bauelement das Äußere des Gerätes entscheidend beeinflußt, ergeben sich auch für den Formgestalter neue Gesichtspunkte der Gehäusegestaltung, wobei eine weitere Gehäuseverkürzung nicht unerwähnt bleiben soll.

Für „Staßfurt III" wurde wiederum die moderne asymmetrische Gehäuseform gewählt. Die Anzahl der auf dem rechts angeordneten Bedienungsfeld sitzenden Regelorgane beschränkt sich auf ein Minimum: Lautstärkeregler, Helligkeitsregler kombiniert mit der Auslösetaste für den Suchlauf, Bildkorrekturregler und eine Doppelknopfanordnung für VHF-UHF-Abstimmung. Dazu kommt eine dreiteilige Drucktaste für Netz-, Sprache-Musik-Schalter und für das Einschalten der VHF-UHF-Bereiche. Hochtonlautsprecher, Bereichsanzeige und der Ausschnitt für den Fotowiderstand sind ebenfalls auf der Frontseite des Gerätes angeordnet.

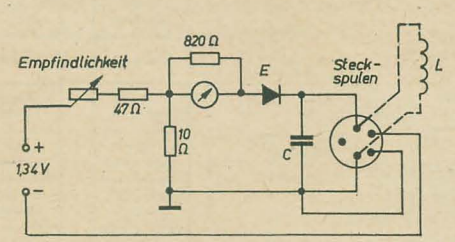
Durch Bauelemente verursachte Probleme

Zieht man die Schlußfolgerung aus dieser Empfängerbeschreibung, so kann man feststellen, daß sich mit modernen Bauelementen echte technische und ökonomische Fortschritte in der Fernsehgeräteindustrie erzielen lassen. Leider stehen einige dieser modernen Bauelemente auf dem eigenen Markt noch nicht zur Verfügung.

Es ist z. B. bekannt, daß im Werk für Fernsehelektronik Berlin z. Z. zwar eine 59-cm-Bildröhre entwickelt wird, es sich jedoch nicht um eine implosionssichere Ausführung handelt. Die mit der Zeilenendstufe zusammenhängenden Werkstoffprobleme sind noch nicht gelöst. Weiterhin befindet sich ein dem AF 139 ähnlicher Mesatransistor im IHT erst in der Entwicklung. Wir hoffen, daß diese Entwicklung wirklich mit der notwendigen Konzentration aller Kräfte vorgenommen wird. Das gleiche gilt für die Produktion der Fotowiderstände beim VEB Carl Zeiss Jena.

Ein Grid-Dipmeter mit einer Tunneldiode

Grid-Dipmeter sind bekanntlich Meßinstrumente, die es gestatten, auf Grund der Energieabsorption eines nichterregten Schwingkreises oder der Absorption aus einem erregten Schwingkreis in einfacher Weise Frequenzmessungen durchzuführen.



Wir geben hier eine in [1] beschriebene Schaltung eines Grid-Dipmeters mit einer Tunneldiode wieder, mit dem man mit fünf Steckspulen Frequenzen von 1,5 MHz bis 260 MHz messen kann. Als Tunneldiode diente eine IN 2940, deren Grenzfrequenz bei 2,2 GHz liegt. Der negative Widerstand hat einen Betrag von 150 Ω.

Naumann

Literatur

[1] Build this Tunnel — Diode Dip-Meter. Radio Electronics April 1961, S. 42—43

[2] Naumann, H. D.: Tunneldioden — Wirkungsweise und Anwendungen. radio und fernsehen 10 (1961) H. 21 S. 656

Das Instrumenten-Landeverfahren ILS

HORST LIESEGANG und GÜNTER SCHWARZE

Einführung

Eine der kritischsten Phasen beim Ablauf eines Fluges stellen (auch heute noch) Anflug und Landung dar. Es gehören eine Anzahl subjektiver und objektiver Voraussetzungen dazu, ein Flugzeug aus der Luft wieder sicher auf die Erde zurückzuführen. So beeinflussen Flugzeug, Fluggeschwindigkeit, Flugplatz, Wetter (Wind- und Sichtverhältnisse) den Landeerfolg gleichermaßen wie der menschliche Pilot als lebendiges Bindeglied in dem dabei wirkenden Regel- und Steuermechanismus.

Fast unerläßlich dabei ist jedoch beinahe immer eine einwandfreie Sicht. So gingen die Bestrebungen schon von Anfang an dahin, die Behinderungen in dieser Hinsicht auf ein Minimum zu reduzieren. Die optische Befeuerung von Flugplätzen war der erste Schritt. Seit über drei Jahrzehnten arbeitet man daran, die Funkortung nicht nur zur Navigationshilfe auf der Strecke zu benutzen, sondern auch zur Erleichterung von Anflug und Landung einzusetzen.

Aus diesen Arbeiten heraus entwickelte sich das Instrumenten-Landesystem ILS. Um es vorwegzunehmen: Der Name trügt! Es ist kein eigentliches Lande-, sondern nur ein Anflugverfahren. Die Bezeichnung stammt noch aus einer Entwicklungsstufe, in der man hoffte, ein vollgültiges Blindlandesystem daraus zu schaffen.

In der Zivilluftfahrt existiert bis heute noch kein Verfahren für die angestrebte automatische Landung und ist auch für die nächsten Jahre nicht zu erwarten, während auf dem militärischen Sektor bereits Versuche mit vollautomatischen Blindlandeverfahren erfolgreich abgeschlossen wurden.

Obwohl das ILS-Anflugverfahren eine bestimmte Mindestbodensicht voraussetzt (etwa 40 bis 60 m), ist es doch ein gewaltiger Fortschritt und ein unentbehrliches Hilfsmittel bei Flughäfen mit starkem Verkehr und ungünstigen Sichtverhältnissen. ILS wurde von der Internationalen Zivilluftfahrt-Organisation ICAO als Landehilfe standardisiert. Das Instrumenten-Landesystem ist auch auf dem Zentralflughafen Berlin-Schönefeld installiert, seit Anfang 1963 in Betrieb und soll im folgenden erläutert werden:

Der Anflug gliedert sich in drei Phasen. Der Anfangsanflug gilt bis zum Erreichen des Warteraumes. Daran schließt sich die Mittelphase an, während der sich die Flugzeuge unter Anweisung und Kontrolle der Flugsicherung im Warteraum aufhalten und gegebenenfalls „gestapelt" werden (Fliegen von Warteschleifen in verschiedenen Höhen). Hierauf folgt eine Verfahrenskurve zum Erreichen der Ausgangsposition für den Endanflug. Während dieser dritten Phase liefert das ILS dem Flugzeugführer durch Instrumentenanzeige drei wichtige Informationen: Kurs, Höhe, Entfernung.

Mit Hilfe des Landekurssenders wird über eine geeignete Strahleranordnung die Kursebene erzeugt, deren Schnittlinie mit dem Erdboden oder mit Ebenen konstanter Höhe den Landekurs darstellt. Die Ausstrahlung erfolgt im VHF-Gebiet und ist mit zwei Niederfrequenzen, 90 und 150 Hz, moduliert. Die Gleichheit der beiden Modulationsgrade definiert die Landekursebene, die durch die Mittellage des vertikalen Zeigers eines Kreuzzeigerinstrumentes angegeben wird.

Die richtige Höhe wird durch den Gleitweg gegeben, den es beim Endanflug „hinabzureiten" gilt, wobei bei einer Höhe von 15 bis 45 m der Übergang zum Sichtflug erfolgt.

Der Gleitweg ergibt sich als Schnittlinie der Kursebene mit der Gleitfläche. Sie ist als Gleichheit des Modulationsgrades des UHF-Trägers des Gleitwegsenders mit 90 und 150 Hz definiert und wird als Mittellage des horizontalen Zeigers des Kreuzzeigerinstrumentes angegeben.

Drei in bestimmten Entfernungen vom Aufsetzpunkt angeordnete Einflugzeichensender im VHF-Bereich liefern Entfernungsmarken, die dem Piloten durch Aufleuchten verschiedenfarbiger Glühlampen angezeigt werden. Verschiedene Modulationstöne und Tastkennungen dienen zur Hörkontrolle. Ihre Strahlungscharakteristiken sind gleich, nämlich vertikal nach oben gerichtete Keulen (1500 bis 2000 m Höhe), die in der Durchflugrichtung schmaler als in der Querrichtung sind. Das Platzeinflugzeichen kündigt die 75 m entfernte Landebahnschwelle an und liefert keine wesentlichen Informationen mehr für einen erfolgreichen Anflug. Es wird deshalb meist weggelassen.

Die räumlichen Beziehungen zwischen Landekurs-, Gleitweg- und Einflugzeichensender und den von ihnen gelieferten Funkkoordinaten zeigt Bild 1. Die Mindestreichweiten betragen für den Landekurssender 46 km bei 600 m Höhe (wenn auf Kurs geflogen wird), für die Gleitweganlage 18,5 km.

Es soll hier noch erwähnt werden, daß bei modernen Flughäfen die Möglichkeit des sogenannten Rückkurses vorgesehen ist, d. h. der ILS-Anflug aus der gegen die Hauptanflugrichtung um 180° versetzten Gegenrichtung. Dazu wird die Rückstrahlung des Landekurssenders ausgenutzt und ein weiterer Gleitwegsender sowie mindestens ein weiteres Voreinflugzeichen errichtet. Zur Sicherheit wird dabei noch die Radarkontrolle notwendig.

Landekursanlage

Bild 2 zeigt das vereinfachte Blockschema. Der Quarzoszillator erzeugt eine Ausgangsfrequenz mit einer Konstanz von $5 \cdot 10^{-5}$, die mit dem Faktor 18 vervielfacht wird. Eine NF-Steuerstufe liefert die Modulationsfrequenzen 90 Hz und 150 Hz (zur Ortung) und 1020 Hz (zur Kennung). Die 90 Hz und 150 Hz werden durch Teilung aus einer Quarzfrequenz von 1800 Hz abgeleitet und sind phasenstarr zueinander. Die Endstufe liefert 50 W. Das zweite Gestell dient zur Reserve. Die Stromversorgung erfolgt vom Netz über Konstanthalter. Da die Ortung auf der Messung der Differenz der Modulationsgrade beruht, sind spezielle Regeleinrichtungen vorgesehen, die dafür sorgen, daß die NF- und HF-Amplituden sowie die NF-Phase konstant bzw. gleichgroß für die beiden Modulationsfrequenzen 90 und 150 Hz bleiben.

Die beiden Endröhren der Endstufe arbeiten auf eine hochselektive Brückenschaltung, die aus extrem verlustarmen Leitungskreisen aufgebaut ist. Aus ihr können die Seitenbänder ohne den Träger entnommen werden. In den Zuleitungen zur Antennenanordnung liegen ein Phasenschieber (für die Seitenantenne) und ein Lastverteiler. Die einzelnen Vorgänge bei der Erzielung der Antennenanpassung und -einspeisung sind recht kompliziert und sollen hier übergangen werden.

Die Antennen sind V-Dipole mit horizontaler Polarisation und einem Öffnungswinkel von 60° und befinden sich etwa 2,5 m über dem Erdboden (Bild 3). Damit wird eine Strahlungscharakteristik erreicht, wie sie Bild 4 schematisch wiedergibt. Der vorgesehene Frequenzbereich ist 108 bis 112 MHz, auf dem

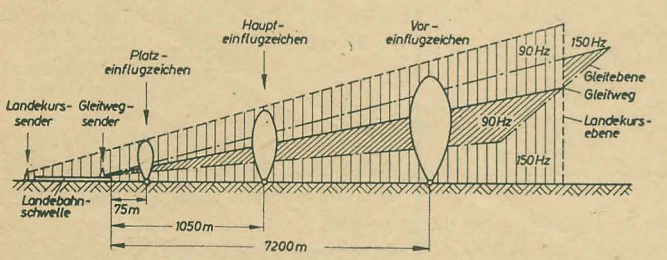


Bild 1: Schema der Gleitwegerzeugung und Lage der Einflugzeichen

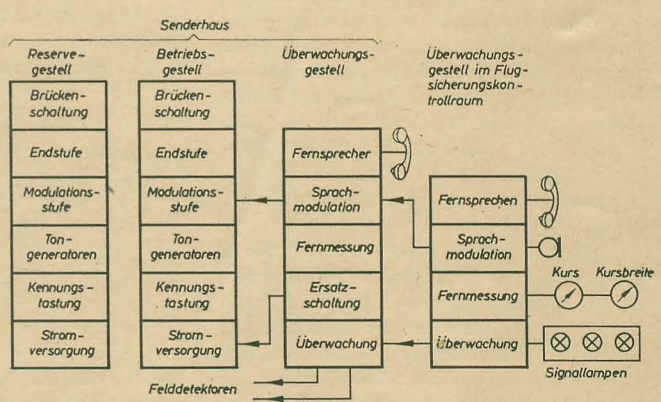


Bild 2: Blockschema der Landekursanlage

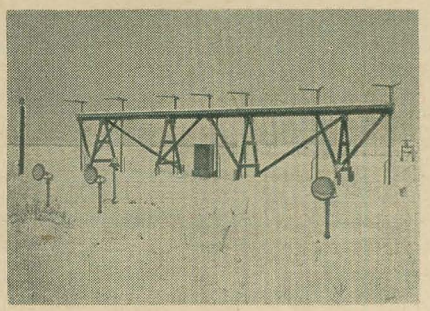


Bild 3: Antenne des Landekurssenders

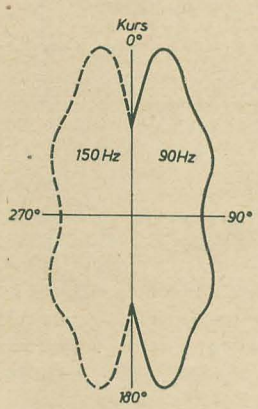


Bild 4: Strahlungscharakteristik der Landekursantenne

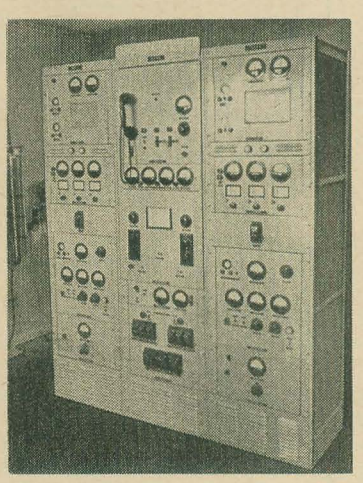


Bild 5: Landekurssender

Zentralflughafen Schönefeld wird der Kanal 109,9 MHz benutzt. Bild 5 zeigt den hier installierten Lorenz-Landekurssender. Dieser kann noch mit einer Kennung getastet und sprachmoduliert werden.

Gleitweganlage

Wie bereits erwähnt, arbeitet die Gleitweganlage nach dem gleichen Prinzip wie die Landekursanlage. Die Gleitwegebene entsteht durch den Schnitt zweier vertikaler Antennendiagramme, von denen das eine mit 90 Hz, das andere mit 150 Hz moduliert ist. Oberhalb der Gleitwegebene tritt die 90-Hz-Modulation stärker hervor, unterhalb die 150-Hz-Modulation. Praktisch kann diese Ebene nicht ideal realisiert werden, es tritt ein flaches, trichterförmiges Gebilde auf.

Die Erzeugung des entsprechenden Antennendiagrammes soll etwas näher betrachtet werden. Voraussetzung dabei ist, daß der Erdboden eben, unendlich groß und ideal leitend ist, also eine reflektierende Ebene darstellt. Außerdem soll die Entfernung zum Empfangsort sehr viel größer als die Abmessungen der Antenne sein. Dann gilt für die Strahlungscharakteristik eines horizontalen Dipols in beliebiger Vertikalebene:

$$E = k \cdot I_A \cdot 2 \sin\left(\frac{\pi \cdot 2 \cdot h}{\lambda} \sin\delta\right)$$

dabei bedeuten:

E Feldstärke
k Konstante
I_A Speisestrom
h Antennenhöhe
δ Erhebungswinkel

Es ergibt sich also ein Diagramm, dessen Aufgliederung in mehrere Strahlungskeulen von der Antennenhöhe abhängig ist. Diese Abhängigkeit ist linear, d. h., wird die Höhe der Antenne verdoppelt, so wird auch die Zahl der Keulen doppelt so groß. In diesem Beispiel fallen die ersten beiden Maxima der niedrigeren Antenne mit dem zweiten und vierten Minimum der höheren Antenne zusammen. Die Phasenlage ändert sich von Keule zu Keule um jeweils 180°.

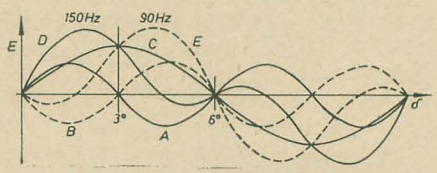


Bild 6: Strahlungscharakteristik der Gleitwegantenne

Anhand von Bild 6 soll das Zustandekommen des endgültigen Antennendiagrammes erläutert werden. Da die Polarkoordinatendarstellung für kleine Winkel ungünstig ist, werden rechtwinklige Koordinaten verwendet, und zwar ist die Feldstärke E über dem Erhebungswinkel δ aufgetragen. Die Höhe der stärker aufgefiederten Antenne ist so gewählt, daß das zweite Minimum mit dem gewünschten Gleitwegwinkel zusammenfällt.

Für $\delta = 3°$ ergibt sich $h_1 = 9{,}8\,\lambda$. Bei einer Betriebswellenlänge von $\lambda = 90$ cm wird $h_2 = 8{,}8$ m. Diese Antenne dient nur zur Abstrahlung von Seitenbandenergie. Es wird so eingespeist, daß sich das Seitenband $f_0 \pm 150$ Hz in Phasenopposition zum Seitenband $f_0 \pm 90$ Hz befindet. Das ergibt dann die Kurven A und B.

Eine zweite Antenne mit $h_2 = h_1/2$ ist, wie oben erwähnt, weniger stark aufgefiedert; ihr erstes Maximum liegt im zweiten Minimum der oberen Antenne (Kurve C). Von dieser Antenne werden Träger und Seitenbänder abgestrahlt. Es ist jetzt leicht einzusehen, daß sich durch Addition von A + C und B + C die Kurven D und E mit 150-Hz- bzw. 90-Hz-Modulation ergeben. Für $\delta = 3°$ sind beide Modulationen gleichgroß, d. h., die Differenz der Modulationsgrade (DDM) ist gleich Null. Bei $\delta < 3°$ überwiegt die 150-Hz-, bei $\delta > 3°$ die 90-Hz-Modulation. Damit ist eigentlich auch das Prinzip des Bordempfängers bereits klar:

Es handelt sich lediglich darum, nach der Demodulation die Differenz der NF-Spannungen von 90 und 150 Hz zu messen.

Im Rahmen dieses Beitrages würde es zu weit führen, technische Einzelheiten der Gleitwegsender zu erläutern. Es soll nur kurz auf die Lösung des Problems der Trägerauslöschung hingewiesen werden. Verwendet wird eine Brückenschaltung nach Bild 7. Die Brücke besteht aus koaxialen Leitungsstücken der Länge $\lambda/4$ bzw. $3/4\,\lambda$. An den Diagonalpunkten A und B liegen die Ausgänge der Modulatoren.

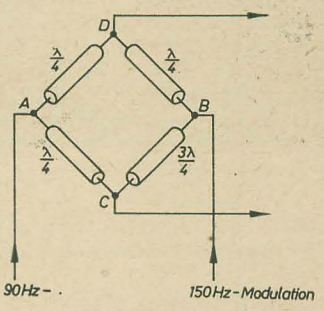


Bild 7: Brückenschaltung zur Trägerunterdrückung

Es ist leicht einzusehen, daß am Punkt C, infolge des um $\lambda/2$ längeren Leitungsstückes, eine Auslöschung des Trägers und eine 180°-Phasenverschiebung des Seitenbandes $f_0 \pm 150$ Hz eintritt. Dieser Ausgang dient zur Speisung der oberen Antenne. Am Punkt D kann das Signal für die untere Antenne, das Träger und Seitenbänder enthält, entnommen werden.

Der Frequenzbereich der Gleitwegsender beträgt 328,6 bis 335,4 MHz. Der auf dem Zentralflughafen Schönefeld installierte Lorenz-Sender arbeitet auf 333,8 MHz und hat eine Leistung von 6 W. Der Aufstellungsort des Gleitwegsenders muß etwa 150 m neben der Landebahn liegen. Das hat zur Folge, daß der Gleitweg im unteren Abschnitt gekrümmt statt wie gewünscht gradlinig verläuft. Man behebt diesen Mangel, indem durch eine zusätzliche Antenne die Nullage des Feldes der Seitenbandantenne über die Landebahn nach unten verschoben wird. Diese Korrekturantenne wird ebenfalls nur mit Seitenbandenergie gespeist. Ihre Strahlungscharakteristik ist

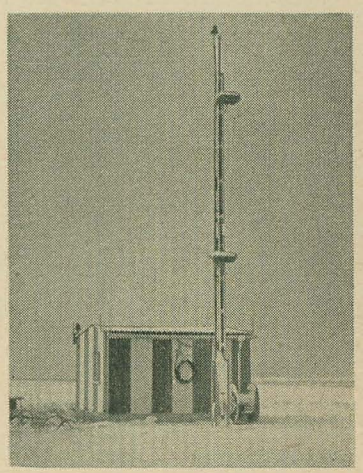


Bild 8: Antenne des Gleitwegsenders

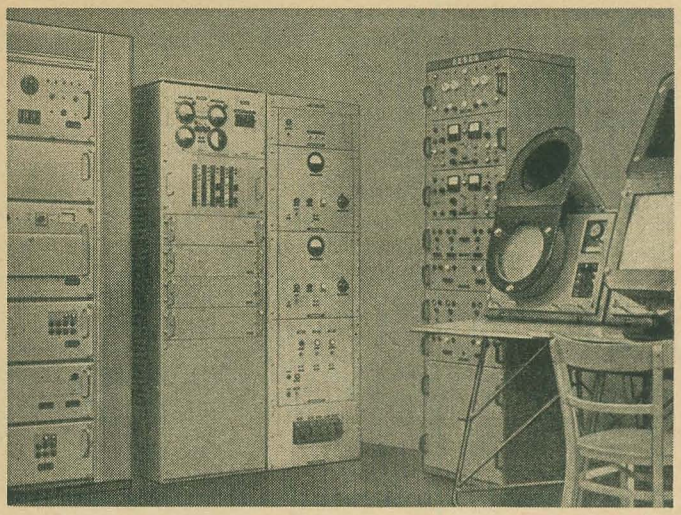


Bild 9: Überwachungsgestell (Bildmitte)

so gewählt, daß erst im unteren Abschnitt dem Feld der Seitenbandantenne Energie zugeführt wird.
Bild 8 zeigt die Antennenanlage.

Überwachung

Von der Einhaltung der vorgesehenen Toleranzen der ILS-Anlage hängt im hohen Maße die Sicherheit ab. Deshalb werden an experimentell ermittelten Stellen Felddetektoren aufgestellt, die die Ausstrahlungen von Landekurs- und Gleitwegsender empfangen und zur Auswertung den Überwachungsgestellen zuführen (Bilder 2 und 9). So wird die Navigationsfunktion beseitigt und nur Träger mit Kennung und Sprechfunk werden ausgestrahlt, wenn folgende Kriterien erreicht werden:

Landekursanlage
- Kurslinienabweichung größer 0,3°
- Kursbreitenänderung größer 20%
- Leistungsabfall unter 50%

Gleitweganlage (Totalabschaltung)
- Gleitwinkeländerung größer 10%
- Gleitwegbreitenänderung größer 10%
- Leistungsabfall unter 50%

Die Abschaltungen können bis max. sechs Sekunden verzögert werden, um zu verhindern,

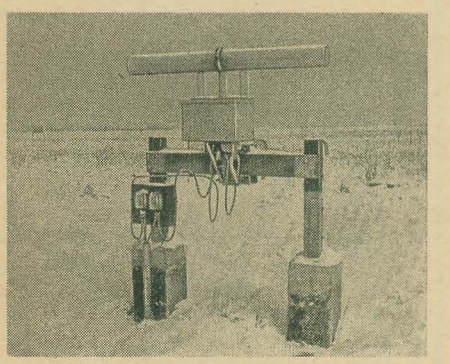


Bild 10: Felddetektor der Landekursanlage

daß bei sehr kurzzeitigen Störungen der Antennenanlage (z. B. Überfliegen durch große Flugzeuge) die Anlage außer Betrieb gesetzt wird. Auch bei Störungen in der Überwachungsanlage selbst soll abgeschaltet werden. Bild 10 zeigt einen Felddetektor für die Landekursanlage, Bild 11 zwei Felddetektoren der Gleitweganlage.

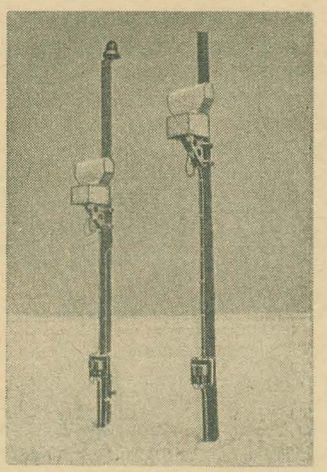


Bild 11: Felddetektoren der Gleitweganlage

Bordanlage

Es sind drei Empfangsgeräte notwendig: Landekurs-, Gleitweg- und Einflugzeichenempfänger.

Landekursempfänger

Als Landekursempfänger wird meist ein Empfänger für das UKW-Drehfunkfeuer VOR, der mit einem ILS-Zusatz ausgerüstet ist, verwendet. Die Wirkungsweise ist aus dem Blockschaltbild Bild 12 ersichtlich.
Nach Demodulation und Verstärkung stehen für den ILS-Zusatz die beiden Niederfrequenzen 90 und 150 Hz zur Verfügung. Diese werden durch Filter getrennt und anschließend gleichgerichtet. Die Differenz der Gleichströme ist direkt der Differenz der Modulationsgrade und somit der Abweichung vom Landekurs proportional. Außerdem wird ein Summensignal gebildet, um zu kontrollieren, ob die Bodenstation überhaupt empfangen wird. Bei Unterschreiten eines gewissen Mindestwertes wird ein Alarmzeichen betätigt.

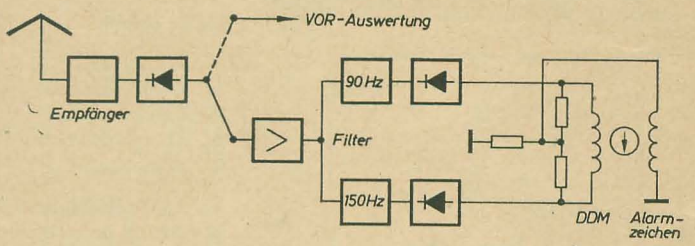


Bild 12: Landekursempfänger

Gleitwegempfänger

Der Gleitwegempfänger arbeitet prinzipiell wie der Landekursempfänger.

Anzeige

Zur Anzeige beider Informationen dient ein Kreuzzeigerinstrument. Der waagerechte Zeiger gibt die Abweichung vom Gleitweg, der senkrechte Zeiger die Abweichung vom Landekurs an. Die Skalen bestehen aus je fünf Punkten in beiden Richtungen der Nullage. Jeder Punkt entspricht dabei einer bestimmten Abweichung in Grad. Das Besondere der Anzeige ist, daß es sich um eine Kommandoanzeige handelt. Der Ausschlag eines Zeigers sagt dem Piloten, wie er zu fliegen hat, nicht, wo er sich befindet. Beispielsweise bedeutet ein Ausschlag des waagerechten Zeigers nach unten: „Fliege tiefer!". Das Flugzeug befindet sich also zu diesem Zeitpunkt oberhalb der vorgeschriebenen Gleitebene.

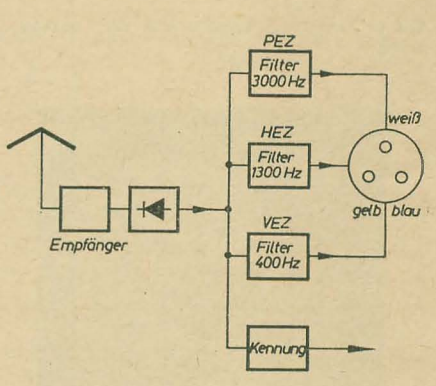


Bild 13: EZ-Empfänger

Einflugzeichenempfänger

Die Trägerfrequenz aller Einflugzeichen beträgt 75 MHz. Jedes Einflugzeichen hat eine bestimmte Kennung und eine bestimmte Modulationsfrequenz.

Voreinflugzeichen	VEZ	400 Hz
Haupt	HEZ	1300 Hz
Platz	PEZ	3000 Hz

Damit ist das Blockschaltbild nach Bild 13 leicht verständlich. Beim Erreichen einer bestimmten NF-Spannung leuchten auf einem Tableau die den verschiedenen Einflugzeichen zugeordneten farbigen Lampen auf.

Literatur

Bärner, K.: Flugsicherungstechnik, I. Navigationsanlagen; Hanns-Reich-Verlag, 1957

Hansford, R. F.: Radio Aids to Civil Aviation; Heywood & Co. Ltd., London, 1960

Einfachplattenspieler „Ziphona P13/P14"

W. PIETSCHMANN

Mitteilung aus dem VEB Funkwerk Zittau

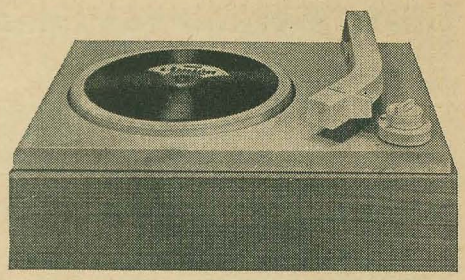


Bild 1: Der Einfachplattenspieler P 13/P 14 als Tischgerät mit Zarge

Der VEB Funkwerk Zittau stellt in dem folgenden Beitrag seine neuentwickelte Fonogeräteserie „P 13/P 14" vor und will damit einen Überblick über die technischen Besonderheiten dieser Fonogeräte geben.

Die Einfachplattenspieler „Ziphona P 13/P 14" wurden von der Entwicklungsstelle Berlin des Meßgerätewerkes Zwönitz entwickelt. Ziel war es, bei Einfachlaufwerken der Heimklasse den Anschluß an den internationalen Stand zu erreichen. Die Formgestaltung übernahm wie bisher die Hochschule für angewandte Kunst in Berlin-Weißensee.

Die Gerätevarianten „P 13/P 14" unterscheiden sich durch verschiedene Drehzahlen. Das Gerät „P 13" hat die Geschwindigkeiten 78, 45 und 33 1/3 U/min, dagegen das Gerät „P 14" 45, 33 1/3 und 16 2/3 U/min. Obwohl im internationalen Maßstab fast keine Normalrillenschallplatten für 78 U/min mehr hergestellt werden, wird vom Außenhandel der Typ P 13 gefordert, da in bestimmten Ländern, in die Fonogeräte exportiert werden, Normalrillenschallplatten noch in großen Stückzahlen abgesetzt werden.

Aufbau

An einer Blechplatine sind alle Baugruppen und Teile, die für die Funktion des Gerätes benötigt werden, montiert. Um zu einer klaren Linienführung zu kommen, ist über der Blechplatine eine Abdeckkappe aus Polystyrol angebracht, die in verschiedenen Farben hergestellt wird. An dieser Abdeckkappe sind keine Baugruppen oder Teile montiert. Der Plattenteller ist aus 3 mm starkem Stahlblech gezogen. Sein Gewicht beträgt mehr als 1 kp. Er ist mit Druckkugel- und Gleitlager ausgerüstet. Ein Zentrierstück für Schallplatten mit großer Mittelbohrung ist unverlierbar federnd an dem Plattenteller angebracht. Der Tonarm aus Polystyrol paßt sich in seiner Formgebung der gesamten Gerätegestaltung an. Das vertikale Tonarmlager ist als Kugellager ausgeführt, damit werden die seitlichen Reibungskräfte auf ein Minimum reduziert. In den Tonarm, der als TA 6 bezeichnet wird, lassen sich selbstverständlich alle in Produktion befindlichen magnetischen und Kristallabtastsysteme in Mono- und Stereoausführung einsetzen.

Bedienung

Die Bedienung des Fonogerätes erfolgt durch drei Drehknöpfe. Sie sind übereinander rechts neben dem Tonarm an der Vorderkante des Chassis angeordnet (Bild 1). Mit dem untersten Drehknopf wird die Drehzahl eingestellt. Durch eine Rechtsdrehung des mittelsten Knopfes wird das Gerät eingeschaltet, der auf der Tonarmstütze festgelegte Tonarm entriegelt und die Gummizwischenrolle in Eingriff gebracht. Anschließend ist der Tonarm von Hand über den gewünschten Einsatzpunkt der Schallplatte zu führen, und durch Rechtsdrehung des obersten Knebelknopfes erfolgt das Absenken desselben. Eine Bremse verhindert das seitliche Auswandern des Tonarmes über den Einsatzpunkt bei dem Absenkvorgang.

Die Geräte besitzen einen steigungsabhängigen Ausschalter, d. h., sobald der Abtastsaphir in die Auslaufrille kommt und damit gegenüber der modulierten Rille einen großen Vorschub erhält, schaltet das Gerät aus. Dabei wird gleichzeitig der Tonarm automatisch von der Schallplatte abgehoben. Weiterhin erfolgt beim Ausschalten das Abheben der Gummizwischenrolle von dem Plattenteller und der Motorwelle, so daß es unmöglich ist, daß sie durch Unachtsamkeit des Bedienenden deformiert wird. Bei dem Ausschaltvorgang wird eine Bremse für den Plattenteller betätigt, die denselben sofort anhält. Diese Maßnahme macht sich erforderlich, da, bedingt durch die vorzügliche Lagerung des Plattentellers, die Reibung äußerst gering und damit die Auslaufzeit sehr lang würde. Der Tonarm muß von Hand auf die Tonarmstütze zurückgeführt werden und wird dabei wieder verriegelt.

Die bereits bekannte Technik, wie z. B. Kurzschlußschalter für die Modulationsleitung usw., ist selbstverständlich in diesem Gerät enthalten.

Auf dem Bild 2 ist das Chassis von unten abgebildet. Durch den hohen Bedienungskomfort dieses Gerätes ist ein gewisser Mehraufwand an Einzelteilen gegenüber der bisher bekannten Technik für Einfachplattenspieler erforderlich. Andererseits ist durch den Fortschritt der Schallplattentechnik unbedingt auch die Gerätetechnik den erhöhten Anforderungen anzupassen, um damit die kostbaren Stereo- und Mikrorillenschallplatten vor Schäden zu bewahren.

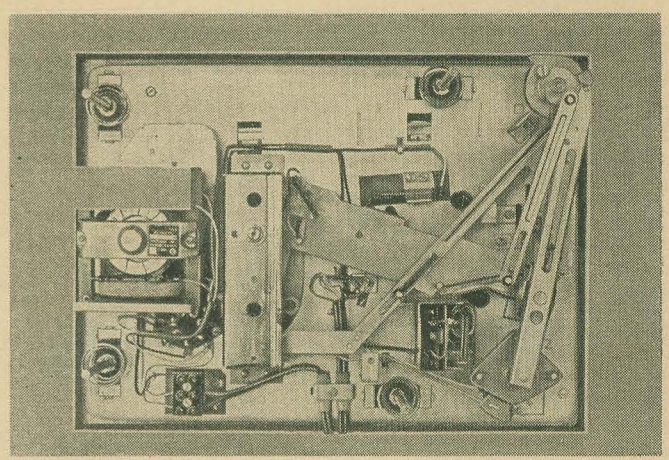


Bild 2: Chassisunteransicht des Plattenspielers P 13/P 14

Der Plattenspieler P 13/P 14 wird als Fonokoffer und als Tischgerät mit Zarge (Holzzarge) (Bild 1) gefertigt. Zu dem Tischgerät ist auch eine glasklare Abdeckkappe lieferbar, die das Gerät vor Verschmutzung schützt.

Technische Daten

Antrieb:	Einphasen-Asynchronmotor Typ 1082.3 Friktionsantrieb des Plattentellers (Innenantrieb)
Drehzahlen:	P 13 33 1/3, 45, 78 U/min P 14 16 2/3, 33 1/3, 45 U/min
Tonhöhenschwankungen:	$\leq \pm 0{,}3\%$
Störspannungsabstand:	≥ 42 dB
Fremdspannungsabstand:	> 50 dB
Betriebsspannung:	220/125 V~ 50 Hz, umschaltbar durch Spannungswahlschalter unter dem Plattenteller
Leistungsaufnahme:	≈ 8 VA
Auflagekraft:	Mono 9 $\pm$ 1 p Stereo 5 $\pm$ 1 p
Abmessungen in mm:	340 × 270 × 130
Gewicht:	≈ 4 kp

Einstellbarkeit von linearen veränderlichen Widerständen

HELMUT HÜNICH

Begriff der Einstellbarkeit

Das hauptsächlichste Qualitätsmerkmal einer Schaltung mit einstellbaren Widerständen besteht darin, daß man einen gewünschten Widerstandswert möglichst genau einstellen und einen eingestellten Widerstandswert möglichst feinstufig verändern kann. Bezeichnet man mit R_w einen eingestellten Widerstandswert des vorhandenen Widerstandes und mit W die zugehörige Einstellung (Einstellweg), so wird das genannte Qualitätsmerkmal ohne Berücksichtigung der Beschaffenheit der praktischen Widerstandsbahn grundsätzlich durch die Steilheit

$$\tan \alpha = \frac{d R_w}{d W} \qquad (1)$$

der Einstellkurve ausgedrückt. Da diejenige Schaltung sich besser einstellen und regeln läßt, die die kleinere Einstellsteilheit besitzt, ist es zweckmäßiger, den antivalenten Begriff „Einstellflachheit", kurz

$$\text{Einstellbarkeit} = \cot \alpha = \frac{d W}{d R_w} \qquad (2)$$

genannt, zu benutzen. Für lineare Einstellwiderstände ist $\cot \alpha$ für den gesamten Einstellbereich konstant, so daß mit der Abkürzung R_n für den maximal einstellbaren Widerstandswert (Nennwiderstandswert), W_n für den maximalen Einstellweg und unter Vernachlässigung der Feinheiten des Anfangs- und Endspringwertes für Gleichung (2)

$$\cot \alpha = \frac{W_n}{R_n} \qquad (3)$$

geschrieben werden kann.

Von zwei einstellbaren Widerständen mit gleichem maximalen Einstellweg besitzt nach Gl. (3) derjenige mit dem kleineren Nennwiderstandswert die günstigere Einstellbarkeit und ist damit feinstufiger einstellbar. Für die üblichen Drehwiderstände ist die genannte Bedingung des gleichgroßen maximalen Einstellweges durch einheitliche Drehwinkelbereiche stets erfüllt.

Sollen Widerstandswerte zwischen Null und einem maximalen Wert R_{max} eingestellt werden, so besitzt offenbar derjenige Widerstand die optimale Einstellbarkeit $\cot \alpha_{opt}$, bei dem

$$R_n = R_{max} \qquad (4)$$

ist. Damit wird Gl. (3)

$$\cot \alpha_{opt} = \frac{W_n}{R_{max}} \qquad (5)$$

Ist ein solcher optimaler Einstellwiderstand nicht vorhanden, so muß ein anderer mit

$$R_n > R_{max} \qquad (6)$$

verwendet werden, und es ergibt sich ein entsprechender Verlust an optimaler Einstellbarkeit, der auch mit 100 multipliziert in % angegeben werden kann:

$$V = \frac{\cot \alpha_{opt} - \cot \alpha}{\cot \alpha_{opt}} \qquad (7)$$

Mit Gl. (3) und Gl. (5) ist weiterhin

$$V = 1 - \frac{R_{max}}{R_n} \qquad (8)$$

Daraus kann auch der Gewinn an Einstellbarkeit ermittelt werden, der beim Verwenden eines zweiten Widerstandes gegenüber dem ersten auftritt, wenn $R_1 > R_2 > R_{max}$ ist.

$$G = V_1 - V_2 \qquad (9)$$

Mit Gl. (8) ergibt sich

$$G = \frac{R_{n1} - R_{n2}}{R_{n1} \cdot R_{n2}} \cdot R_{max} \qquad (10)$$

Im Bild 1 sind die Diagramme von zwei Widerständen $R_{n1} = 5\ k\Omega$ und $R_{n2} = 2{,}5\ k\Omega$ zum Einstellen von Widerstandswerten zwischen Null und 2 kΩ dargestellt. Wird der zweite Widerstand verwendet, so ergibt sich gegenüber dem ersten ein Gewinn von

$$G = \frac{5 - 2{,}5}{5 \cdot 2{,}5} \cdot 2 = 0{,}4 \triangleq 40\ \%$$

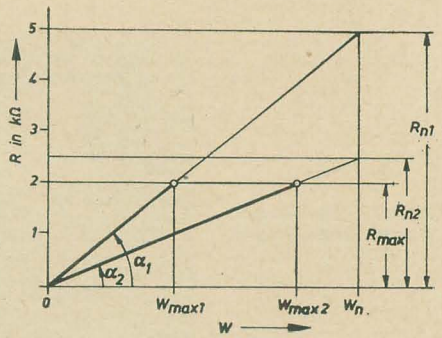


Bild 1: Diagramm zum Einstellen von Widerstandswerten zwischen 0 und 2 kΩ

Der Verlust an optimaler Einstellbarkeit beträgt nach Gl. (8) für den ersten Widerstand $V_1 = 60\%$ und für den zweiten $V_2 = 20\%$.

Verbesserung durch einen Vorwiderstand

Sollen Widerstandswerte zwischen einem Minimalwert R_{min} und einem Maximalwert R_{max} einstellbar sein, so kann beim Verwenden

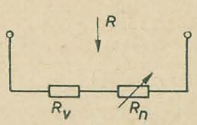


Bild 2: Reihenschaltung eines Einstellwiderstandes und eines Vorwiderstandes

eines vorhandenen Einstellwiderstandes $R_n > (R_{max} - R_{min})$ mit einem Vorwiderstand (Bild 2)

$$R_v = R_{min} \qquad (11)$$

oder

$$R_v' = R_{max} - R_n \qquad (12)$$

der gewünschte Einstellbereich gewonnen werden ($\overline{12}$ bzw. $\overline{34}$ im Bild 3). Die den Gleichungen (5), (8) und (10) entsprechenden Gleichungen sind hierfür:

$$\cot \alpha_{opt} = \frac{W_n}{R_{max} - R_{min}} \qquad (13)$$

$$V = 1 - \frac{R_{max} - R_{min}}{R_n} \qquad (14)$$

$$G = \frac{R_{n1} - R_{n2}}{R_{n1} \cdot R_{n2}} (R_{max} - R_{min}) \qquad (15)$$

Aus Gl. (14) ist die Möglichkeit einer Verbesserung erkennbar: In Verbindung mit einem Vorwiderstand

$$R_v = R_{min} \qquad (11)$$

muß ein Widerstand

$$R_n = R_{max} - R_{min} \qquad (16)$$

verwendet werden, um die optimale Einstellbarkeit zu erhalten ($\overline{14}$ im Bild 3). Lassen sich die optimalen Werte entsprechend den Gleichungen (11) und (16) nicht realisieren, so

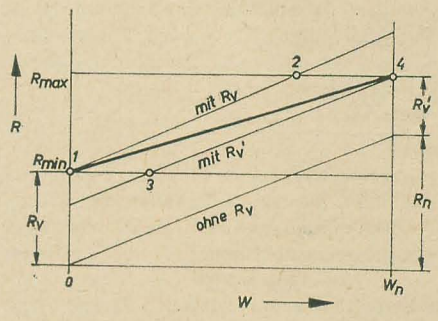


Bild 3: Diagramm zum Einstellen von Widerstandswerten mit Vorwiderstand

gelten die praktischen Bemessungsgleichungen

$$R_v \leqq R_{min} \qquad (17)$$

$$R_n \geqq R_{max} - R_v, \qquad (18)$$

womit sich allerdings wieder die Einstellbarkeit entsprechend Gl. (14) verschlechtert.

Beispiel

Die Widerstandswerte $R_{min} = 240\ \Omega$ bis $R_{max} = 440\ \Omega$ sollen möglichst feinstufig eingestellt werden.

Hierzu gilt als übliche Lösung, daß ein einfacher Einstellwiderstand ($\overline{12}$ im Bild 4) mit

$$R_n > 440\ \Omega$$

verwendet wird.

Nach TGL 9103 ist der dafür nächstmögliche Wert $R_n = 500\ \Omega$. Von der optimal möglichen Einstellbarkeit weicht diese Schaltung nach Gl. (14) um

$$V = \left(1 - \frac{440 - 240}{500}\right) = 60\ \%$$

ab.

Eine verbesserte Lösung ergibt sich mit einem Vorwiderstand ($\overline{34}$ im Bild 4): Hierfür gelten

als optimale Werte nach Gl. (11) und Gl. (16)

$$R_v = 240\ \Omega$$
$$R_n = 440 - 240 = 200\ \Omega$$

Diese können durch die praktischen Werte $R_v = 240\ \Omega$ (nach TGL 4616) und mit Gl. (18): $R_n \geqq 440\ \Omega - 240\ \Omega$; $R_n = 250\ \Omega$ (nach TGL 9103) recht gut erreicht werden.
Die Regelbarkeit wird nach Gl. (15) um

$$G = \frac{500-250}{500 \cdot 250}(440-240) = 40\,\%$$

verbessert. Die Abweichung vom Optimum beträgt nach $V_2 = V_1 - G$ nur noch 20%.

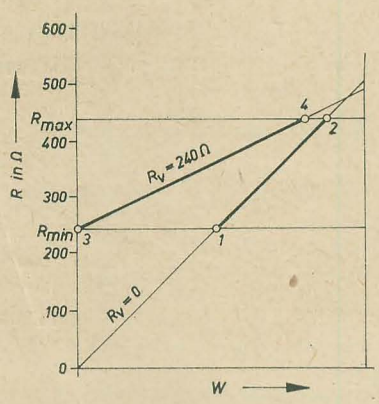


Bild 4: Diagramm zum Einstellen von Widerstandswerten zwischen 240 Ω und 440 Ω

Verbesserung durch einen Parallelwiderstand

Wird für den Vorwiderstand ein Parallelwiderstand R_p entsprechend Bild 5 eingesetzt, so ergibt sich für jede Einstellung R_w des Widerstandes ein resultierender Widerstand

$$R = \frac{R_w \cdot R_p}{R_w + R_p} \tag{19}$$

der Schaltung und damit analog Gl. (2) eine Einstellbarkeit der Schaltung

$$\cot\beta = \frac{dR_w}{dR} = \left(\frac{R_p}{R_p - R}\right)^2 \tag{20}$$

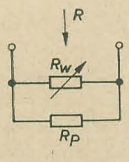


Bild 5: Parallelschaltung eines Einstellwiderstandes und eines Festwiderstandes

Für die minimale Einstellung $R = R_{min}$ folgt aus Gl. (20)

$$\cot\beta_{min} = \frac{dR_w}{dR_{min}} = \left(\frac{R_p}{R_p - R_{min}}\right)^2 \tag{21}$$

und für die maximale Einstellung $R = R_{max}$

$$\cot\beta_{max} = \frac{dR_w}{dR_{max}} = \left(\frac{R_p}{R_p - R_{max}}\right)^2 \tag{22}$$

Im Bild 6 ist der Einfluß eines Festwiderstandes R_p, der parallel zu einem veränderlichen Widerstand R_w liegt, auf den resultierenden Widerstand R dargestellt. Ausgehend von der Geraden $\overline{01}$ für $R_p = \infty$ nimmt die Steilheit der resultierenden Kurve $\hat{02}$ für größere Werte von R_w immer mehr ab und strebt einem Endwert $R = R_p$ zu. Daraus ergibt sich, daß die Einstellbarkeit $\cot\beta$ innerhalb eines Bereiches $R_{max} - R_{min}$ $\hat{34}$ nicht konstant und für den unteren Grenzwert R_{min} stets am kleinsten ist. Aus diesem Grunde wird die vorhandene Einstellbarkeit bzw. der erzielte Gewinn stets durch den ungünstigsten Wert R_{min} bestimmt.
Der Gewinn an Einstellbarkeit errechnet sich analog Gl. (7) zu

$$G = \frac{\frac{dW}{dR} - \frac{dW_{opt}}{dR}}{\frac{dW_{opt}}{dR}} \tag{23}$$

und gibt die Verbesserung durch einen Parallelwiderstand an.
In dieser Gleichung steht der Ausdruck dW/dR als Maß für die Einstellbarkeit des resultierenden Widerstandes R (Kurve $\hat{04}$ in Bild 6). Der Ausdruck dW_{opt}/dR beschreibt die Einstellbarkeit eines optimal angepaßten veränderlichen Widerstandes $R_n{}^*{}_{opt} = R_{max}$ ohne Parallelwiderstand ($R_p = \infty$), ebenfalls in der Darstellung des Bildes 6 (Gerade $\overline{01}$).
In der Darstellung der Bilder 1 bis 4 gilt für den optimal angepaßten einstellbaren Widerstand mit Gl. (2)

$$\frac{dW_{opt}}{dR_w} = \cot\alpha_{opt} = \frac{W_n}{R_{max}} \tag{5}$$

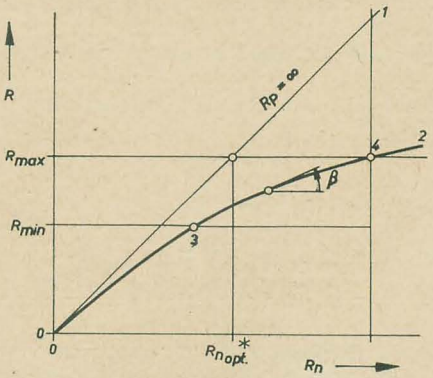


Bild 6: Diagramm zum Einstellen von Widerstandswerten mit Parallelwiderstand (statt R_n lies R_w)

In der Darstellung Bild 6 $R = f(R_w)$ bilden sich alle einstellbaren Widerstände ($R_p = \infty$) auf einer Geraden $\overline{01}$ ab, die unter

$$\frac{dR_w}{dR} = \cot\beta = 1 \tag{24}$$

geneigt ist.
Mit Gl. (5) und Gl. (24) ergibt sich

$$\frac{dW_{opt}}{dR} = \frac{dW_{opt}}{dR_w} \cdot \frac{dR_w}{dR} = \frac{W_n}{R_{max}} \tag{25}$$

Für den resultierenden Widerstand R gilt mit Gl. (2) und Gl. (3)

$$\frac{dW}{dR} = \frac{dW}{dR_w} \cdot \frac{dR_w}{dR} = \frac{W_n}{R_n} \cdot \frac{dR_w}{dR} \tag{26}$$

Damit die resultierende Einstellkennlinie $R_p \parallel R_w$ den Punkt R_{max} erreicht, muß der Einstellwiderstand R_n stets größer als R_{max} sein. Mit diesem Verhältnis

$$a = \frac{R_n}{R_{max}} \tag{27}$$

und Gl. (25), Gl. (26) wird Gl. (23)

$$G = \frac{\cot\beta}{a} - 1 \tag{28}$$

Weiterhin soll gelten

$$R_{max} = \frac{R_p \cdot R_n}{R_p + R_n} \tag{29}$$

und die Abkürzung

$$k = \frac{R_{min}}{R_{max}} \tag{30}$$

Der Gewinn im Punkt $R = R_{min}$ wird dann mit den Gleichungen (21), (27), (28), (29) und (30)

$$G_{R\,min} = \frac{1}{a - 2ak + 2k - 2k^2 + \frac{k^2}{a} + ak^2} - 1 \tag{31}$$

und der Gewinn im Punkt $R = R_{max}$ mit den Gleichungen (22), (27), (28), (29) und (30)

$$G_{R\,max} = a - 1 \tag{32}$$

Nach Gl. (27) ergibt sich mit $R_n > R_{max}$ stets ein bestimmter Verlust an Einstellbarkeit entsprechend den Ausführungen im ersten Abschnitt, ausgedrückt durch den Faktor a in Gl. (28) und Gl. (31). Man muß daher noch untersuchen, unter welchen Bedingungen für $R = R_{min}$ überhaupt ein Gewinn zu erwarten ist. Dazu wird in Gl. (31) $G_{R\,min} = 0$ gesetzt und in dem daraus folgenden Ausdruck

$$a_{G_{R\,min}=0} = \frac{k^2 - k + \frac{1}{2} \pm \left(k - \frac{1}{2}\right)}{(k-1)^2} \tag{33}$$

nach den beiden Lösungen

$$a'_{G_{R\,min}=0} = 1 \quad \text{und} \quad a''_{G_{R\,min}=0} = \left(\frac{k}{k-1}\right)^2 \tag{34}$$

erfüllt nur

$$k > \frac{1}{2} \tag{35}$$

die Bedingung für $a > 1$ und damit für einen Gewinn.
Somit lautet die wichtige Bedingung für einen Gewinn an Einstellbarkeit

$$R_{min} > \frac{1}{2} \cdot R_{max} \tag{36}$$

Für den Grenzfall $R_{max} = 2 \cdot R_{min}$ wird

$$k = \frac{1}{2} \tag{30a}$$

$$a_{G_{R\,min}} = 1 \tag{33a}$$

und

$$G_{R\,min} = 0 \tag{31a}$$

$$G_{R\,max} = 0 \tag{32a}$$

Für den Gewinn an Einstellbarkeit gibt es auch ein Maximum. Man findet es mit Hilfe der Optimalrechnung für die Beziehung (31)

$$\frac{dG_{R\,min}}{da} = \cdots = 0 \tag{37}$$

zu

$$a_{opt} = \frac{k}{1-k} \tag{38}$$

bzw.

$$a_{opt} = \frac{R_{min}}{R_{max} - R_{min}} \tag{39}$$

Wird mit den Gleichungen (27), (29) und (30) in der Schaltung ein optimaler Parallelwiderstand

$$R_{p\,opt} = \frac{a_{opt}}{a_{opt} - 1} \cdot R_{max} \qquad (40)$$

bzw.

$$R_{p\,opt} = \frac{R_{min} \cdot R_{max}}{2\,R_{min} - R_{max}} \qquad (41)$$

und mit Gl. (39) in Gl. (27) ein optimaler Einstellwiderstand

$$R_{n\,opt} = \frac{R_{max} \cdot R_{min}}{R_{max} - R_{min}} \qquad (42)$$

verwendet, so wird der maximale Gewinn im ungünstigsten Punkt R_{min} des Einstellbereiches [Gl. (38) in Gl. (31)]

$$G_{R\,min} = \frac{1}{4\,(k - k^2)} - 1 \qquad (43)$$

und im Punkt R_{max}

$$G_{R\,max} = \frac{2k - 1}{1 - k} \qquad (44)$$

erreicht.

Müssen die Widerstände nach praktischen Gesichtspunkten abweichend von Gl. (41) und Gl. (42) gewählt werden, so gibt es zwei Möglichkeiten für die Bemessung der Schaltung ($\hat{0}2$ im Bild 7):

$$R_p' \leqq \frac{R_{min} \cdot R_{max}}{2\,R_{min} - R_{max}} \qquad (45)$$

$$R_n \geqq \frac{R_p' \cdot R_{max}}{R_p' - R_{max}} \qquad (46)$$

oder ($\hat{0}3$ im Bild 7)

$$R_n'' \leqq \frac{R_{max} \cdot R_{min}}{R_{max} - R_{min}} \qquad (47)$$

$$R_p'' \leqq \frac{R_n'' \cdot R_{max}}{R_n'' - R_{max}}, \qquad (48)$$

wobei ein entsprechend kleinerer Gewinn — zumindest im Punkt R_{min} — gegenüber den optimalen Werten ($\hat{0}1$ im Bild 7) auftritt, der nach den Gleichungen (31) und (32) berechnet werden kann. Die Wahl zwischen den beiden Möglichkeiten wird vor allem von einer günstigen Realisierung der Werte R_p oder R_n durch die mit TGL vorgeschriebenen Widerstandsreihen bestimmt.

Als erstes Beispiel für die praktische Anwendung der gefundenen Gleichungen wird die im zweiten Abschnitt verwendete Einstellaufgabe weiter berechnet. Ein Einstellbereich von $R_{min} = 240\ \Omega$ bis $R_{max} = 440\ \Omega$ soll möglichst feinstufig einstellbar sein.

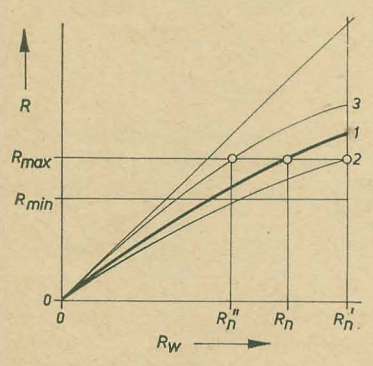


Bild 7: Diagramm zum zweckmäßigen Bemessen des Einstell- und Parallelwiderstandes

Es ist nach Gl. (30)

$$k = \frac{240}{440} = 0{,}546$$

und im Vergleich zu Gl. (35) ist k nur wenig größer als der Grenzwert 0,5.

Die Anwendung eines Parallelwiderstandes für diese Aufgabe lohnt sich somit nicht, da der Gewinn an Einstellbarkeit Gl. (31) bzw. Gl. (43) sehr klein bleibt.

Als zweites Beispiel soll ein Einstellbereich von $R_{min} = 28\ k\Omega$ bis $R_{max} = 40\ k\Omega$ für optimale Einstellbarkeit bemessen werden.

Bei Verwendung eines einfachen Regelwiderstandes gilt nach Gl. (6)

$$R_n \geqq 40\ k\Omega$$

Unter Berücksichtigung von TGL 9103 wird ein Drehwiderstand

$$R_n = 50\ k\Omega$$

gewählt. Gegenüber der optimalen Einstellbarkeit eines einfachen Widerstandes tritt damit nach Gl. (8) ein Einstellverlust von

$$V = 1 - \frac{40}{50} = 20\ \%$$

ein.

Bei Verwendung eines Vorwiderstandes gilt nach Gl. (17)

$$R_v \leqq 28\ k\Omega$$

Nach TGL 4616 wird ein Vorwiderstand

$$R_v = 27\ k\Omega$$

verwendet. Nach Gl. (18) gilt weiterhin

$$R_n \geqq 40 - 27 = 13\ k\Omega$$

$$G_{R\,min} = \frac{1}{2{,}5 - 2 \cdot 2{,}5 \cdot 0{,}7 + 2 \cdot 0{,}7 - 2 \cdot (0{,}7)^2 + \frac{(0{,}7)^2}{2{,}5} + 2{,}5 \cdot (0{,}7)^2} - 1 = 18\ \%$$

Entsprechend TGL 9100 wird ein Einstellwiderstand

$$R_n = 25\ k\Omega$$

benutzt. Gegenüber der optimalen Einstellbarkeit eines einfachen Widerstandes ergibt sich ein Gewinn nach Gl. (15) von

$$G = \frac{40 - 25}{40 \cdot 25}(40 - 28) = 18\ \%$$

und gegenüber der obengenannten praktischen Schaltung mit einfachem 50-kΩ-Widerstand ein Gewinn von

$$G = \frac{50 - 25}{50 \cdot 25}(40 - 28) = 24\ \%$$

Die Abweichung von der optimal möglichen Einstellbarkeit der Schaltung mit Vorwiderstand beträgt nach Gl. (14)

$$V = 1 - \frac{40 - 28}{25} = 52\ \%$$

Das ist dadurch bedingt, daß der geforderte Wert von 13 kΩ ungünstig in der Widerstandsreihe nach TGL 9100 liegt.

Zu beachten ist, daß sich diese Verhältniszahlen auf die optimale Einstellbarkeit nach Gl. (13) beziehen und deshalb nicht mit der nach Gl. (8) ermittelten Verhältniszahl vergleichbar sind.

Bei Verwendung eines Parallelwiderstandes gilt

$$k = \frac{28}{40} = 0{,}7 > 0{,}5$$

Es ist ein Gewinn möglich. Er liegt für optimale Bemessung bei

$$G_{R\,min} = \frac{1}{4\,(0{,}7 - 0{,}7^2)} - 1 = 19\ \% \text{ für } R_{min}$$

und

$$G_{R\,max} = \frac{2 \cdot 0{,}7 - 1}{1 - 0{,}7} = 133\ \% \text{ für } R_{max}$$

Für die praktische Bemessung wird mit

$$R_p' \leqq \frac{28 \cdot 40}{2 \cdot 28 - 40} = 70\ k\Omega$$

und

$$R_n'' \leqq \frac{40 \cdot 28}{40 - 28} = 93\ k\Omega$$

der Parallelwiderstand zu $R_p' = 68\ k\Omega$ und mit

$$R_n' \geqq \frac{68 \cdot 40}{68 - 40} = 97\ k\Omega$$

der Einstellwiderstand zu $R_n' = 100\ k\Omega$ gewählt.

Damit wird

$$a = \frac{100}{40} = 2{,}5$$

Mit dem errechneten k = 0,7 beträgt der tatsächliche Gewinn an Einstellbarkeit für R_{min}

und für R_{max}

$$G_{R\,max} = 2{,}5 - 1 = 150\ \%$$

Zusammenfassung

Als Qualitätsmerkmal für Schaltungen mit Einstellwiderständen wird der zur Einstellsteilheit antivalente Begriff der Einstellflachheit benutzt, kurz Einstellbarkeit genannt. Die entwickelten Gleichungen ermöglichen eine zahlenmäßige Bewertung vorhandener oder geplanter Schaltungen mit linearen Einstellwiderständen. Sie geben die Bedingungen für die optimale Bemessung an und zeigen insbesondere quantitativ den Gewinn an Einstellbarkeit, der durch das Einfügen eines Vor- oder Parallelwiderstandes erreicht wird. Während bei der einfachen Einstellschaltung und bei der Schaltung mit Vorwiderstand die Einstellbarkeit konstant ist, nimmt in Schaltungen mit Parallelwiderstand die Einstellbarkeit innerhalb des Einstellbereiches zu. Gegenüber einer optimal bemessenen Reihenschaltung erreicht eine optimal bemessene Parallelschaltung über den ganzen Einstellbereich nicht den gleichen Gewinn; im engeren Bereich des maximalen Einstellwertes jedoch einen beliebig höheren Gewinn.

Mitteilung aus der Abteilung Mechanische Filter
des VEB WBM „Carl v. Ossietzky" Teltow

Dipl.-Ing. H.-H. RUDLOFF

Das mechanische Zweiseitenbandfilter MF 450–3500

Allgemeine Bemerkungen

Mechanische Bandfilter finden in zunehmendem Maße als Selektionsmittel in elektrischen Geräten Verwendung. Infolge der großen Schwinggüte der mechanischen Resonatoren (5000 bis 15000) werden mit diesem neuen Bauelement besonders günstige Selektionseigenschaften erreicht.
Mechanische Filter sind auf Grund ihres Anregungsmechanismus in die Gruppe der piezoelektrischen und der magnetostriktiven Zwei- oder Vierpole eingeteilt. Filter mit magnetostriktiver Anregung — Magnetomechanische Filter (MF) — sind Bauelemente, die vorwiegend in kommerziellen Geräten Anwendung finden.
Die mit magnetomechanischen Bandfiltern erreichten Flankensteilheiten und Sperrdämpfungen lassen sich mit herkömmlichen LC-Siebschaltungen nicht oder nur mit großem Aufwand erreichen. Die kennzeichnenden Vorteile des Filters MF 450-3500 sind:

geringste Welligkeit im Durchlaßbereich
hohe Flankensteilheit
wählbarer Anpassungswiderstand
kleinstes Volumen
hohe mechanische Festigkeit
geringe Temperaturempfindlichkeit
vollkommener Schutz gegen klimatische Einflüsse

Aufbau des mechanischen Bandfilters

Das beschriebene Filter besteht aus mechanisch gekoppelten mechanischen Resonatoren und zwei an den Enden der Resonatorenkette angebrachten magnetomechanischen Wandlern. Der Werkstoff für die mechanischen Resonatoren ist so legiert, daß Temperatureinflüsse auf das Filter praktisch ohne Bedeutung sind. Das Filter ist in einer oberflächenvergüteten Metallhülse untergebracht und klimasicher abgeschlossen.
Der elektrische Anschluß erfolgt über Glasdurchführungen. Das Filter besitzt symmetrischen Aufbau, so daß Eingangs- und Ausgangsseite vertauschbar sind. Für niederohmige Abschlußwider-

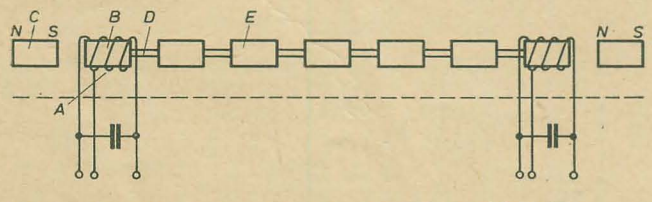


Bild 1: Prinzipieller Aufbau des mechanischen Filters MF 450-3500

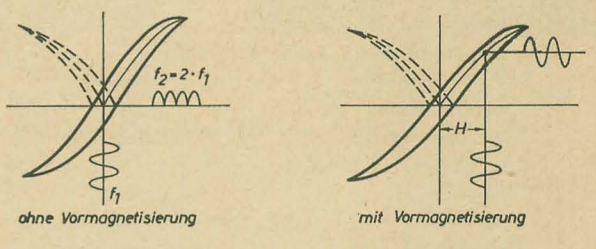
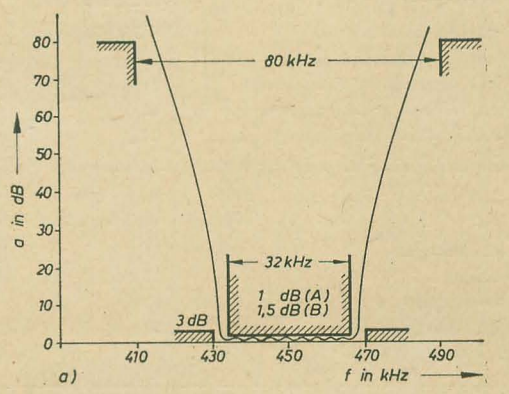


Bild 2: Unterdrückung des quadratischen Effektes im Wandler durch Vormagnetisierung



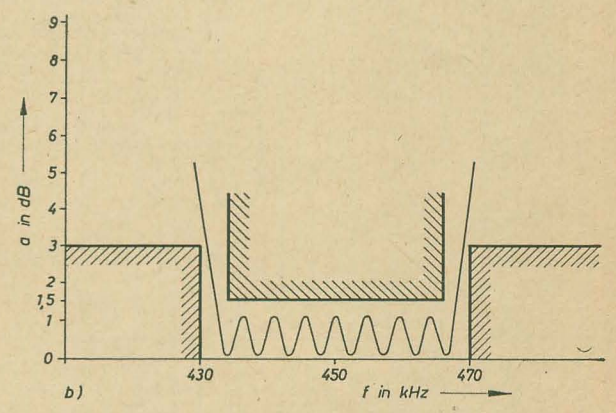


Bild 3: Selektionsverlauf des beschriebenen Filters im Durchlaß- und Sperrbereich

stände, wie sie sich beim Einsatz in Halbleiterschaltungen ergeben, sind die Wandlerspulen mit entsprechenden Anzapfungen versehen. Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau des mechanischen Filters.

Der elektrische Resonanzkreis *A* regt über den magnetostriktiven Effekt den magnetostriktiven Ferrit *B* zu mechanischen Schwingungen an. Durch den Permanentmagnet *C* wird der Arbeitspunkt auf der Hysteresekurve des Ferrites aus dem Ursprung auf den linearen Teil des ansteigenden Astes im I. Quadranten verlegt. Dadurch wird die Bildung einer Ultraschallschwingung mit der doppelten Eingangsfrequenz unterbunden (Bild 2).

Die im Wandlerkreis erzeugte Ultraschallschwingung wird über entsprechend ausgelegte mechanische Koppelelemente *D* über die mechanischen Resonatoren *E* geleitet. Im Ausgangswandler induziert der schwingende Ferritstab in der Spule elektrische Spannungen, die in der anschließenden Schaltung weiter verarbeitet werden können. Das Filter arbeitet nur dann optimal, wenn beide Wandlerkreise mit einem Widerstand von 20 kΩ abgeschlossen werden. Über die vorgesehenen Abgriffe der Wandlerspulen kann das Filter jedoch auch mit 60 Ω bzw. 600 Ω abgeschlossen werden.

Kenndaten

Kreiszahl:	9
Bandmittenfrequenz:	450 kHz
Temperaturkoeffizient der Mittenfrequenz:	$\leqq 5 \cdot 10^{-5}$/°C
Bandbreite:	35 kHz
Sperrdämpfung in den Bereichen	
$f_0 \pm$ (40 ··· 150 kHz):	≧80 dB
Weitabselektion:	≧50 dB
Durchlaßdämpfung:	≦2 dB
Welligkeit im Durchlaßbereich	
Ausführung A:	≦1 dB
Ausführung B:	≦1,5 dB
zulässiger Temperaturbereich:	—20 ··· +70 °C
Abschlußwiderstände	
Eingang:	20 kΩ bzw. 60 Ω
Ausgang:	20 kΩ bzw. 600 Ω
Abschlußkapazität:	~350 pF
max. Eingangsspannung:	2 V_{eff}
max. Eingangs-Gleichstromanteil:	2 mA
max. Gleichspannung gegen Masse:	40 V
zulässige Stoßbeanspruchung:	10 g
klimatische Festigkeit nach TGL 9204:	Schärfegrad 6
9205:	Schärfegrad 6
9206:	Schärfegrad 5
Abmessungen	
Länge:	80 mm
Durchmesser:	10 mm
Gewicht:	35 p

Technische Daten des magnetomechanischen Bandfilters MF 450-3500

Bild 3 zeigt den Dämpfungsverlauf des Filters. Für den Durchlaßbereich ist das Verhalten im Bild 3b gezeigt. Die ersichtliche Welligkeit der Dämpfung im Durchlaßbereich ist typisch für den tschebyscheffschen Charakter des Filters.

Das beschriebene mechanische Bandfilter gehört zum Sortiment mechanischer Filter (Zweiseitenband-, Einseitenband- und Trägerfilter), die im VEB WBN „Carl von Ossietzky" Teltow hergestellt werden.

Die Veröffentlichung der Daten weiterer Typen folgt.

Die Lieferung mechanischer Filter erfolgt direkt durch den VEB WBN Teltow.

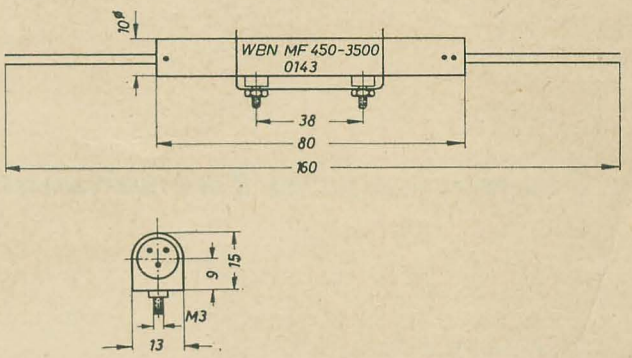


Bild 4: Maße des Filters. Die Art der Halterung kann auf Kundenwunsch verändert werden

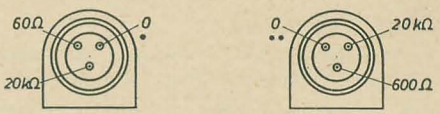


Bild 5: Lage der Anschlüsse des Filters

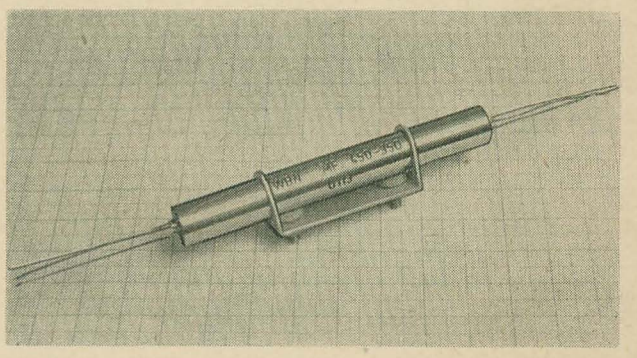


Bild 6: Abbildung des Filters MF 450-3500

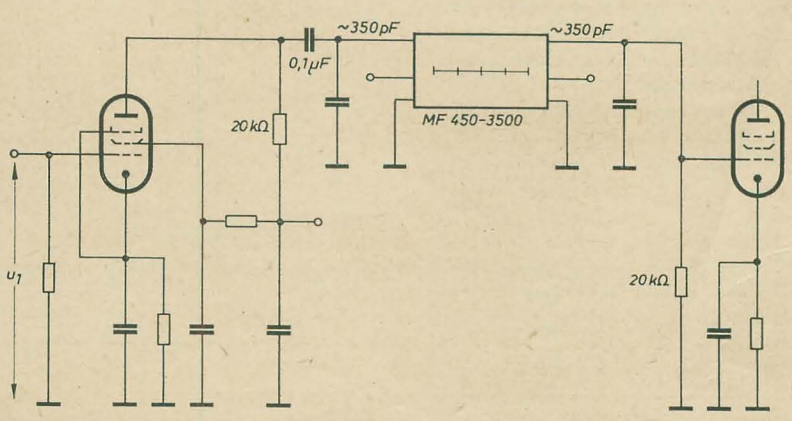


Bild 7: Beispiel eines Schaltungsaufbaues mit mechanischen Filtern

2. Erweiterte Gundschaltungen

2.1. Bedeutung der erweiterten Grundschaltungen

Diese Schaltungen dienen dem Zweck, den störenden Wirkanteil der Reaktanzstufen herabzusetzen. Hierfür gibt es zwei Verfahren:

1. Durch einen entsprechenden Schaltungsaufbau ergibt sich ein negativer Wirkanteil.
2. Durch entsprechende Dimensionierung kann der Wirkanteil kompensiert werden.

Zusätzliche Bemerkungen (Bild 8)

Bei beiden Verfahren wird mit Hilfe eines Übertragers ein Rückkopplungsvierpol mit einer zusätzlichen Phasendrehung von 180° benutzt. Der Vorteil des ersten Verfahrens besteht darin, daß der Wirkanteil des zu beeinflussenden Schwingkreises durch die parallel liegende Reaktanzstufe nicht erhöht, sondern vermindert wird. Da jedoch der Wirkanteil der Reaktanzstufe von der Aussteuerung

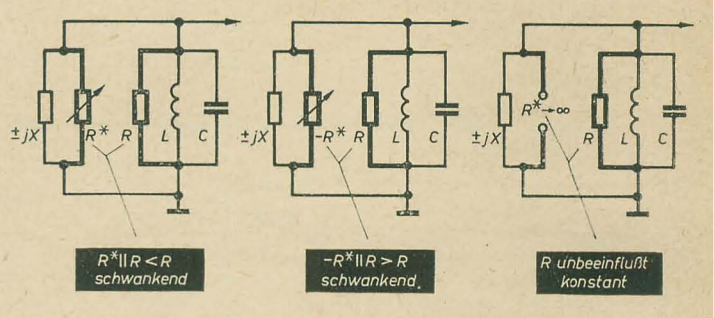


Bild 8

(1/S) abhängig ist, tritt eine störende Amplitudenmodulation auf. Das zweite Verfahren besitzt dagegen nicht diesen Nachteil, da der Wirkanteil kompensiert wird (Bild 8).

2.2. Reaktanzschaltung mit negativem Wirkanteil

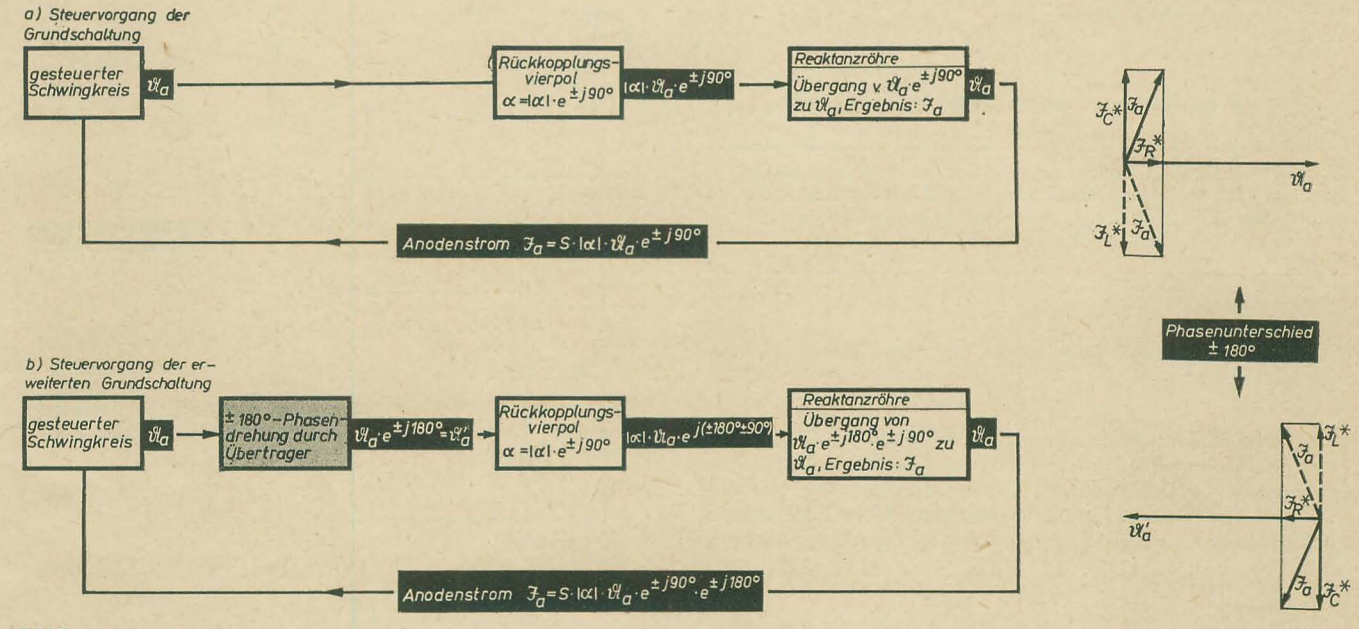


Bild 9

2.2.1. Schaltungsaufbau

Eine Reaktanzstufe arbeitet mit negativem Wirkanteil, wenn durch Schaltungsmaßnahmen erreicht wird, daß der Stromanteil von $\mathfrak{I}_a$, der durch den Ersatzwirkwiderstand R* fließt, um 180° in der Phase gegenüber der zu beeinflussenden Anodenspannung $\mathfrak{U}_a$ verschoben ist. Dieser Zustand tritt ein, wenn die Anodenspannung, bevor sie an den Rückkopplungsvierpol gelegt wird, durch einen Übertrager um 180° in der Phase gedreht wird (Bild 9).

Damit wird aber nach der Gleichung

$$\mathfrak{I}_a = S \cdot |\alpha| \cdot \mathfrak{U}_a \cdot e^{\pm j\,90°} \cdot e^{\pm j\,180°}$$

auch der Anodenstrom um 180° in der Phase gedreht. Wie das Zeigerdiagramm im Bild 9 jedoch zeigt, bleibt die Reaktanzwirkung auch hierbei erhalten. Es ergeben sich lediglich negative Kapazitäten bzw. Induktivitäten (hierzu siehe 2.3.).
Den Schaltungsunterschied zu der Grundschaltung zeigt das Bild 10b. Die Schaltung nach Bild 10c arbeitet mit Sparübertrager.

2.2.2. Die Gleichungen der erweiterten Grundschaltungen

Ausgangspunkt für diese Gleichungen sind die Gleichungen für den Rückkopplungsfaktor α, da der Übertrager ebenfalls zum Rückkopplungsabschnitt zählt.
Der Faktor α für den Rückkopplungsvierpol wird ausgedrückt durch

$$\alpha = \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a'} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}$$

und mit $\mathfrak{U}_a' = -\mathfrak{U}_a$

$$\alpha = \frac{\mathfrak{U}_g}{-\mathfrak{U}_a} = \frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}$$

Bezieht man den Übertrager mit in den Rückkopplungsvierpol ein, so beträgt der gesamte Rückkopplungsfaktor

$$\alpha_{ges} = \frac{\mathfrak{U}_g}{\mathfrak{U}_a} = -\frac{\mathfrak{R}_2}{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2} \qquad (7)$$

Der allgemeine Eingangswiderstand der Reaktanzstufe besitzt mit Gl. (7) die Größe

$$\mathfrak{R}_{a/b} = -\frac{\mathfrak{R}_1 + \mathfrak{R}_2}{S \cdot \mathfrak{R}_2} \qquad (8)$$

Schlußfolgerungen aus Gl. (8)

Die speziellen Gleichungen für die vier Schaltungsvarianten brauchen aus Gl. (8) nicht einzeln entwickelt zu werden. Diese Gleichungen ergeben sich auf einfache Art im Zusammenhang mit Gl. (6) [siehe Reaktanzstufen, Blatt 2 (1.6.1.)].
Der Unterschied zwischen den Gln. (6) und (8) besteht im Vorzeichen. Es gelten nämlich die aus Gl. (6) entwickelten Gleichungen im Bild 7 analog für die Gleichungen der vier erweiterten Grundschaltungen. Die Ausdrücke für R', L' und C' bzw. R*, L* und C* sind nur mit negativem Vorzeichen zu versehen. Damit ergeben sich die negativen Wirkanteile.

Hinweis für die Gleichungen der erweiterten Grundschaltungen

> Für die Größen der erweiterten Grundschaltungen gelten die entsprechenden Ausdrücke im Bild 7 [siehe Reaktanzstufen Blatt 2 (1.6.2.)], nur sind diese Größen im Zusammenhang mit negativen Vorzeichen zu benutzen.

2.3. Die negativen Blindwerte der erweiterten Grundschaltungen

Als Vergleich der Gleichungen nach Bild 7 mit den Gleichungen der erweiterten Grundschaltungen dient Bild 11.
Man könnte bei den erweiterten Grundschaltungen annehmen, daß sich bei der Vorzeichenumkehrung die kapazitiven Blindwerte in induktive bzw. die induktiven Blindwerte in kapazitive umkehren.

Beispiel

$$\mathfrak{R}_{a/b} = \frac{1}{S} - j\,\frac{1}{\omega RCS} \xrightarrow{\text{Vorzeichen-umkehrung}} \mathfrak{R}_{a/b} = \frac{1}{S} + j\,\frac{1}{\omega RCS}$$

$$\mathfrak{R}_{a/b} = R' - j\,\frac{1}{\omega C'} \qquad \mathfrak{R}_{a/b} = -R' + j\,\omega L'$$

Diese Annahme ist ein Trugschluß!
Der Widerstandswert einer Induktivität nimmt mit steigender Frequenz zu, dagegen nimmt der Widerstandswert der rechten Gleichung im Beispiel mit steigender Frequenz ab.

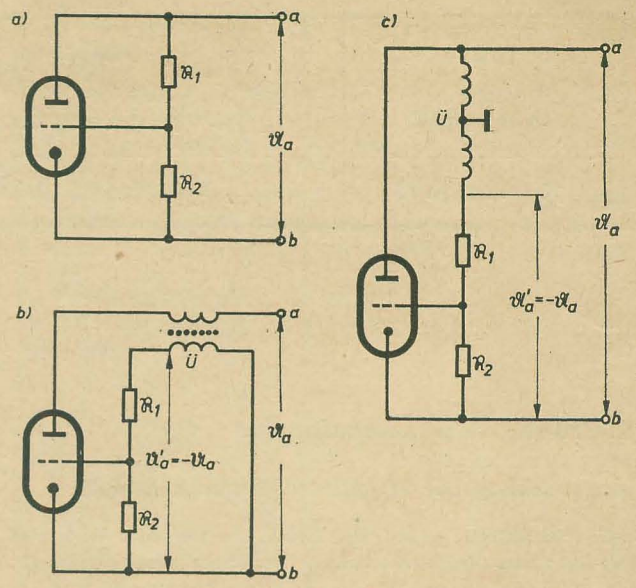


Bild 10

Richtige Schlußfolgerung

Durch die Vorzeichenumkehrungen ergeben sich negative kapazitive bzw. induktive Blindwerte. Der Widerstandswert z. B. einer negativen Kapazität beträgt nämlich

$$\mathfrak{R}_C = \frac{1}{j\,\omega\,(-C)} = -\frac{1}{j\,\omega C} = +j\,\frac{1}{\omega C}$$

Den Widerstandsverlauf von negativen Induktivitäten und Kapazitäten im Vergleich mit dem Widerstandsverlauf zu den normalen, also positiven Induktivitäten und Kapazitäten zeigt Bild 12.

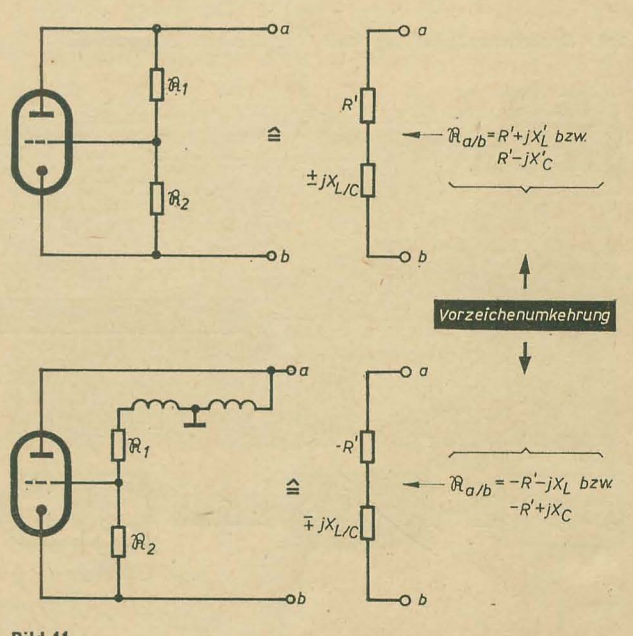


Bild 11

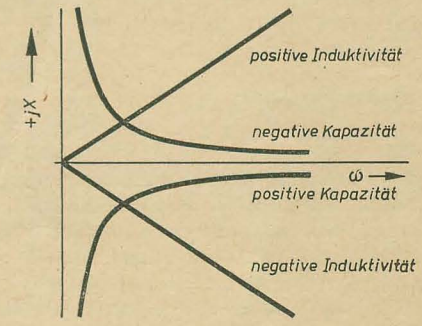


Bild 12

Aus der Reparaturpraxis

Servicehinweise

Ausfall des Boosterkondensators

Auf Grund des häufigen Ausfalls des Boosterkondensators C_{602} findet ein neuer Kondensatortyp in der Fertigung Verwendung. Es handelt sich hierbei um einen Papierkondensator im verlöteten Keramikgehäuse, ähnlich der von früher bekannten Sikatropausführung.

Anodensicherungsdurchschlag

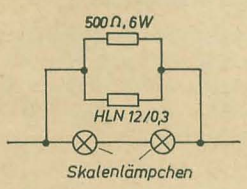
Wie bereits bekanntgegeben, kommt es in einigen Fällen bei den Standardgeräten zum Durchschlagen der Anodensicherung. Diese hohe Spannung bewirkt dann einen Durchschlag des Durchführungskondensators C_{307} am Kanalwähler. Um künftig diese Überschläge zu vermeiden, wird der Einbau von Schutzfunkenstrecken an der Bildröhre empfohlen, welche über die Fachgeschäfte der Versorgungskontore bezogen werden können. Weiterhin ist empfehlenswert, den Kondensator C_{605} einseitig an Masse zu legen.

Ausfallen der Zeilensynchronisation bei Kamerawechsel

Einige Reklamationen besagen, daß die Zeilensynchronisation bei Kamerawechsel ausfällt oder das Bild in zwei Halbbildern horizontal mit schwarzem Balken in der Mitte geschrieben wird. Nähere Untersuchungen ergaben, daß es sich hierbei um den Ausfall des Kondensators C_{302} im Regelspannungszweig des Kanalwählers handelt. Eine weitere Schaltungsänderung am Phasenvergleich, welche ebenfalls dieser Erscheinung entgegenwirkt, ist in Vorbereitung.

Durchbrennen der Skalenlämpchen

Um das häufige Durchbrennen der Skalenlämpchen bei Geräten mit eingebautem UKW-



Teil zu vermeiden, empfehlen wir eine Schaltungsänderung nach obiger Skizze.

Zu geringe Zeilenbreite und Ausfall der Leuchtpunktunterdrückung

Es handelt sich bei diesem Fehler um den Defekt oder die Wertänderung des Widerstandes R_{602}. Bei Auftreten dieses Fehlers ist empfehlenswert, den Widerstand R_{602} auf seinen Wert zu überprüfen.

Kontrastschwankungen

In einigen Fällen war der Empfang an Standardgeräten durch Kontrastschwankungen beeinträchtigt. Als Fehlerursache hierfür wurde der Widerstand R_{130}, 120 kΩ 0,25 W ermittelt.

Verbesserung der Synchronisiereigenschaften

Bei einigen Gerätetypen wurde der Gitterableitwiderstand der Röhre 401 auf 10 kΩ verringert. Es hat sich ergeben, daß durch diese Änderung die Synchronisiereigenschaften verschlechtert wurden. Zur Verbesserung wurde generell der Wert des Widerstandes auf 30 kΩ vergrößert. Wir möchten bitten, bei derartigen Geräten, speziell 59 TG 103, den Widerstand R_{404} auf 30 kΩ zu vergrößern.

Erhöhung der Betriebssicherheit

Auf Grund der häufigen Ausfälle des Widerstandes R_{614} in der Fertigung und auch in einigen Reklamationsfällen wurde die Belastbarkeit dieses Widerstandes generell auf 0,25 W vergrößert.

(Nach Serviceinformationen des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt)

Bild und Ton setzen beim TV-Empfänger „Cranach" aus

Fehler

Bild und Ton setzen in unregelmäßigen Zeitabständen aus. Der Kanalwähler ist hierbei klopfempfindlich. Durch Betätigung des Kanalwählers kommt Bild und Ton mehr oder weniger gut wieder.

Ursache

Eine typische Ursache bei einer derartigen Erscheinung ist die Verschmutzung der Kontakte des Kanalwählers.
Die erfolgte Reinigung und Justage der Kontaktfedern führte zwar zur Besserung, jedoch nicht zur Beseitigung des Fehlers. Auch das Auswaschen der Röhrenfassungen führte nicht zum Erfolg. Bei Abklopfen aller Bauelemente im Kanalwähler zeigte sich der Fehler. Es war die Masse-Kontaktfeder, die an der Trommelrastscheibe anliegt. Die Druckkraft der Feder hatte nachgelassen und war außerdem verschmutzt. Nach Herausnahme der Trommel wurde die Feder gereinigt und justiert, damit war der Fehler vollkommen beseitigt. Dieser Fehler tritt bei allen Gerätetypen dieser und ähnlicher Kanalwähler-Bauformen auf (Dürer, Derby, Patriot, Record, Favorit).

Kein UKW-Empfang beim Rundfunkempfänger „Varna"

Fehler

Kein Empfang auf dem UKW-Bereich, bzw. über die ganze Skala nur einen Sender.

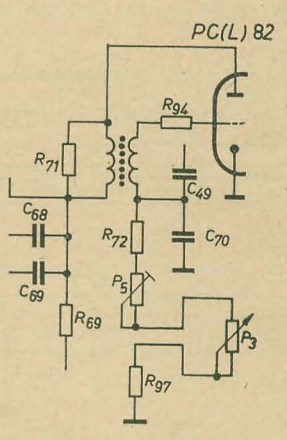
Ursache

Eine typische Ursache für diese Erscheinung ist ein Defekt des FM-Variometerkerns. Hierbei bricht das dünne Verbindungsstück, das den Kunststoffgewindeansatz mit dem Kern verbindet. Wie vom Gerätehersteller bestätigt wurde, tritt der Fehler bei den Geräten der neueren Fertigung nicht mehr auf. Der Variometerantrieb ist erheblich verbessert worden, was zur vergrößerten Betriebssicherheit führte.

Horst Ziegler

Nachträglicher Einbau eines Bildfrequenzreglers in den TV-Empfänger AT 403-666 (505-666)

Die letzte Ausführung der importierten Orion-TV-Empfänger besitzt keinen von außen zugänglichen Bildfrequenzfeinregler mehr. Die Bildfrequenzsynchronisation ist im allgemeinen auch sehr stabil. Jedoch kann es infolge von Bauteil- und Röhrenalterung zum Bilddurchlauf kommen. In solchen Fällen muß der Bildfrequenzgrobregler mit einem „Kniff" eingestellt werden, weil seine richtige oder falsche Einstellung sich erst nach mehreren Betriebsstunden erweist.
Sobald der Generator sich soweit verändert hat, daß das Bild ständig von oben nach unten rollt, wird der Grobregler nach rechts gedreht, bis das Bild von unten nach oben springt. Von dieser Einstellung aus wird der Schleifer wieder ein Stück zurückgenommen, bis das Bild sauber rastet. Das ist die optimale Reglerstellung; das Bild rollt jetzt nicht mehr, wenn kein Schaden (Röhre oder Kipptrafo) im Gerät vorliegt.
Für den Kunden ist die einfache Reglereinstellung, die fast alle sechs Monate notwendig wird, mit Ärger, Wartezeiten und Geldausgaben verbunden. Deshalb empfiehlt sich der nachträgliche Einbau eines für den Gerätebesitzer zugänglichen Bildreglers. Er läßt sich auch ohne zusätzliche Montage eines Potentiometers durch Verwendung der Klangblende in wenigen Minuten schaffen. Dazu ist nur notwendig, die beiden Klangreglerleitungen vom Gitterkreis der NF-Vorverstärkerröhre abzulöten, die Verbindung von P_5 nach R_{97} aufzu-



Verwendung der Klangblende (P_3) als Bildfrequenzregler beim AT 403-666 (505-666)

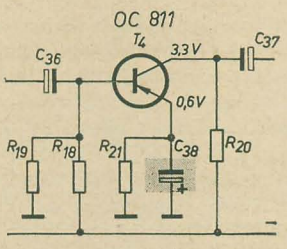
trennen und dort die freien, vom Klangregler kommenden Drähte abzulöten, so daß alle drei Widerstände in Reihe liegen. Der am Klangregler angelötete Kondensator (C_{45}) wird ent-

fernt. Mit dem neu geschaffenen Regler läßt sich in einem großen Frequenzbereich das Bild sicher fangen. Die Klangfarbe bleibt sowieso meist in einer einmal gewählten Einstellung. Diese kann ohne weiteres durch Einbau von Widerständen und Kondensatoren reproduziert werden, wenn der Kunde ein bestimmtes Klangbild wünscht.

Karl Heinz Finke

Geringe NF-Leistung beim „R 100"

Ein Reiseempfänger „R 100" zeigte eine sehr geringe NF-Leistung. Bei der Prüfung mit einem Multivibrator-Prüfstift wurde als Fehlerquelle die NF-Vorstufe (T_4) ermittelt.



Gleichspannungsmäßig war alles in Ordnung, so daß nur der Emitterkondensator C_{38} defekt sein konnte. Nach dem Auswechseln von C_{38} war wieder die volle NF-Leistung vorhanden. Der Elko war taub; damit war R_{21} NF-mäßig nicht überbrückt und stellte eine starke Gegenkopplung dar.

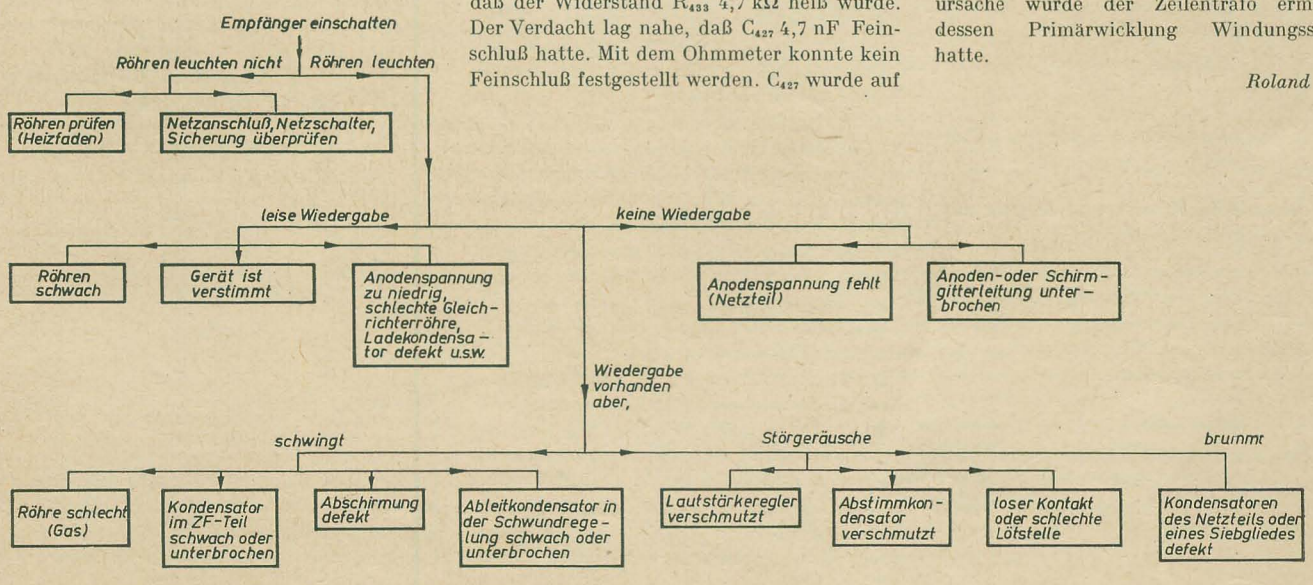
Bernd Heidenreich

Fehlersuchplan für Rundfunkgeräte

Ein Fehlersuchplan gibt keine Garantie für das Auffinden einer Störungsstelle, und in diesem Sinne soll er auch verstanden werden. Das gilt vor allem, wenn es sich nicht um alltägliche Fehler handelt oder um das zufällige Zusammentreffen mehrerer Faktoren.

Bei dem vorliegenden Fehlersuchplan wurden in anschaulicher und übersichtlicher Weise die wahrscheinlichsten Fehler klar herausgestellt. Die Pfeile zeigen den Weg, der bei einer Überprüfung erfahrungsgemäß zu empfehlen ist. Der Plan gibt dem Fehlersuchenden also lediglich praktische Hinweise über wichtige Fehler und über den einzuschlagenden Weg. Er erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit.

-Jk



Fehler beim TV-Gerät „Lotos"

Zu geringe Bildbreite

Nach dem Einschalten des Gerätes fehlten zunächst 1 ··· 3 cm von der Bildbreite. Wenn das Gerät etwa eine halbe Stunde lief, war das Bild fast ausgeleuchtet. Die Ursache für diese Fehlererscheinung war der Widerstand R_{518} 2,2 MΩ, der parallel zum Herwid NZ 0 liegt. Nach Auswechseln des hochohmig gewordenen R_{518} war sofort wieder die volle Bildbreite da.

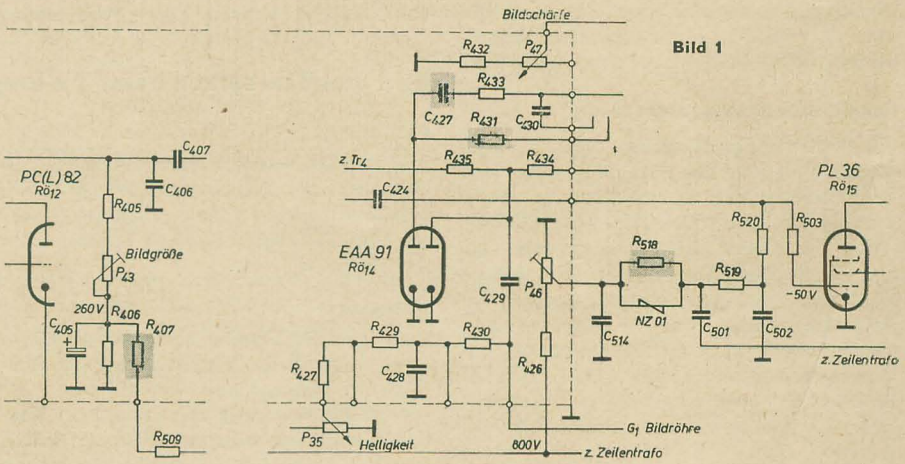


Bild 1

Zu geringe Bildhöhe

Bei voll aufgedrehtem Bildhöhenregler fehlten am unteren und oberen Bildrand 4 cm. Röhrenwechsel brachten keinen Erfolg. Durch Nachmessen wurde festgestellt, daß sich R_{407} 0,22 MΩ auf 800 kΩ geändert hatte.

Kontrast regelt schwach

Durch Nachstellen des Kontrastreglers grob P_{54} wurde keine Kontrastverbesserung erzielt. Als Fehlerursache wurde R_{431} 2,2 MΩ festgestellt. R_{431} hatte seinen Wert auf 6 MΩ erhöht.

Kontrast regelt nicht

Als Quelle der Regelspannung dient beim TV-Gerät „Lotos" eine der Dioden der Röhre EAA 91, die eine aus dem Zeilentrafo erhaltene Impulsspannung gleichrichtet. In der Regelspannungserzeugung wurde festgestellt, daß der Widerstand R_{433} 4,7 kΩ heiß wurde. Der Verdacht lag nahe, daß C_{427} 4,7 nF Feinschluß hatte. Mit dem Ohmmeter konnte kein Feinschluß festgestellt werden. C_{427} wurde auf Verdacht ausgewechselt. Der Kontrast regelte wieder einwandfrei. Der Kondensator C_{427} war nicht mehr impulsfest.

Zeile synchronisiert unstabil

Beim Untersuchen des Phasenvergleiches mit dem Oszillografen wurde festgestellt, daß ein Impuls verformt war. Auf Verdacht wurden die Kondensatoren C_{305} und C_{306} 1,5 nF ausgewechselt. Danach waren die Impulse wieder nach Vorschrift, und das Bild synchronisierte

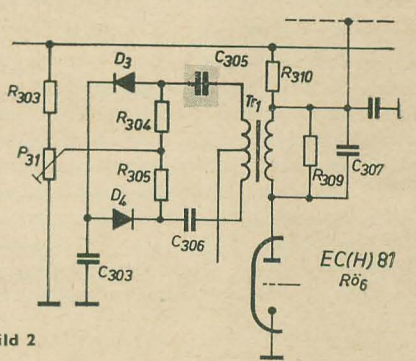


Bild 2

in der Zeile einwandfrei. Der Kondensator C_{305} (Bild 2) hatte seine Kapazität verkleinert.

Zu geringe Helligkeit

Nach Überprüfen der Boosterspannung wurde festgestellt, daß diese zu gering war. Röhrenwechsel brachte keinen Erfolg. Als Fehlerursache wurde der Zeilentrafo ermittelt, dessen Primärwicklung Windungsschluß hatte.

Roland Ploss

Das Halbleiter-Energiebändermodell

Teil 2

JÖRG HÖPPNER

Erklärungen durch den Begriff der Elektronenwelle

Das Energiebändermodell läßt sich auf eine dritte Art und Weise darstellen, wenn man von der Bewegung freier Elektronen durch ein Kristallgitter ausgeht. Die Aufgaben, die noch gelöst werden müßten, um ein vollkommen klares Energiebändermodell schaffen zu können, sind

1. Die Erklärung der Quantelung innerhalb eines gewissen Energiebandes. Damit eng verbunden ist die Kennzeichnung durch die Ersatzquantenzahl k.
2. Die Erklärung der Existenz verbotener Zonen zwischen den Energiebändern.

Für diese dritte Betrachtungsweise versuchen wir, den Kristall als ein einziges System zu deuten, welches als Eigenfunktionen im allgemeinen fortschreitende ebene Elektronenwellen der Gestalt

$$\psi_k = e^{2\pi ikr}$$

(nach *Bloch*) aufweist. Das Feld des Ionengitterpotentials ist in diesem Ausdruck noch vernachlässigt. Beim Einsetzen dieser Gleichung in die Schrödingergleichung

$$\frac{\partial^2 \psi}{\partial r^2} + \frac{8\pi^2 m_e}{h^2} E \psi = 0 \qquad (E = h \cdot \nu)$$

erhält man für

$$k = \sqrt{\frac{2 m_e}{h^2} E}$$

Dabei ist aber der Elektronenimpuls durch die Beziehung

$$E = \frac{p_e^2}{2 m_e}, \qquad p_e^2 = E \cdot 2 m_e$$

gegeben, so daß für k letztlich nach der de Broglie-Beziehung

$$p_e = m_e \cdot c = \frac{h \cdot \nu_e}{c} = \frac{h}{\lambda_e}$$

die den Elektronenimpuls p_e mit der Elektronenwellenlänge λ_e verbindet, die Gleichung

$$k = \frac{p_e}{h} = \frac{1}{\lambda_e}$$

entsteht.

Leicht zu übersehen ist hiernach die Proportionalität von k mit dem Impuls p_e, damit auch die Proportionalität mit der Geschwindigkeit der Elektronen und auch mit der Wellenzahl der entsprechenden de Broglieschen Elektronenwelle. k wird damit zum Wellenzahlvektor der Elektronenwelle (und ist von der Fortschreitungsrichtung abhängig).

Verständlich ist, daß ein stationärer Energiezustand der Elektronen im Kristall nur dann besteht, wenn eine Elektronenwelle am Anfang sowie am Ende der Kristallkante die gleiche Phasenlage besitzt. Es sei hier ein Kristallwürfel mit N Atomen und dem Netzebenenabstand d vorausgesetzt. Dann besitzt der Würfel eine Kantenlänge von $N^{\frac{1}{3}} \cdot d$. Damit Phasengleichheit an beiden Kantenenden besteht, muß die Forderung

$$N^{\frac{1}{3}} \cdot d = n \cdot \lambda_e = \frac{n}{k} \qquad n = 1, 2, 3, \cdots$$

erfüllt sein, wobei n die positiven ganzen Zahlen durchläuft. Daraus ergibt sich

$$k = \frac{n}{N^{\frac{1}{3}} \cdot d}$$

Dieser Ausdruck besitzt bestimmte Werte, die sich aus dieser Beziehung bei verschiedenem n ergeben, und wird oft als „Ersatzquantenzahl" gebraucht, sobald die N Niveaus jedes Energiebandes, die sich aus den N Atomen des vorliegenden Kristalls ergeben, näher charakterisiert werden sollen.

Schweifen wir von den freien Elektronen, bei denen wir diese Betrachtung begonnen hatten, ab und betrachten nunmehr den tatsächlichen Fall. Er besteht ja, wie schon gesagt, darin, daß sich die Elektronen im Potentialfeld der Ionen bewegen. Die Periodizität des Potentialfeldes war ja vorausgesetzt. Die Schrödingergleichung für Potentialfreiheit ändert sich jetzt ab, da die Forderung

$$k = \sqrt{\frac{2 m}{h^2} \cdot E}$$

nicht bestehen kann. Der Ausdruck $\psi_k = e^{2\pi ikr}$ verliert seine Gültigkeit und wird durch den komplizierteren Ausdruck

$$\psi_k = \psi_{ko}(r) \cdot e^{2\pi ikr}$$

ersetzt. $\psi_{ko}(r)$ soll die Eigenschaft der Gitterperiodizität und damit auch die Eigenschaft der Potentialperiodizität beinhalten, d. h. ψ_{ko} wird eine Funktion des Abstandes r und der Gitterkonstanten a werden, so daß geschrieben werden kann

$$\psi_{ko}(r) = \psi_{ko}(r + n \cdot a) \qquad n = 1, 2, 3, \cdots$$

Wenn, wie aus der Beziehung $k = 1/\lambda_e$ hervorgeht, der Elektronenimpuls bzw. die Elektronengeschwindigkeit sehr klein ist, ist die Elektronenwellenlänge sehr groß gegenüber der Gitterkonstante a. Daraus folgt, daß das periodische Potentialfeld vernachlässigbar ist.

Dieses Ergebnis ist aber undiskutabel, da ja gerade die Wirkung des periodischen Potentialfeldes wirklich vorhanden ist und in die Betrachtung miteinbezogen werden muß.

Also kommt der zweite Fall in Betracht, der eine andere Geschwindigkeit bei der Elektronenbewegung vorschreibt und damit einen anderen Elektronenimpuls p_e. Die Vorstellung einer anderen Elektronengeschwindigkeit gelingt nur, wenn man von der Masse der freien Elektronen abgeht und eine effektive Masse m_{eff} einführt, die für Elektronen mit geringer kinetischer Energie aus Dimensionsgründen zu

$$m_{eff} = \frac{h^2}{8 a^2 \cdot \Delta E}$$

bestimmt wurde, wobei ΔE die Breite des jeweiligen Energiebandes und a die Gitterkonstante ist.

Wichtig scheint an dieser Stelle die Bemerkung zu sein, daß die als Ersatzgröße eingeführte Elektronenmasse m_{eff} auch negative Werte annehmen kann (z. B. bei Defektelektronen in Halbleitern und Isolatoren). Interessant ist, daß bei zunehmender Geschwindigkeit der Elektronen die Wellenlänge die Größe $\lambda_e = 2a$ erreichen kann. Bei diesem kritischen Fall werden die Elektronenwellen an den Gitterpunkten der Entfernung 2a mit einem Phasenunterschied von 180° gegenüber der einfallenden Welle reflektiert, es bildet sich eine stehende Welle aus. λ-Werte für stehende Wellen ergeben sich also zu

$$\lambda_{krit} = \frac{2 \cdot a}{n} \qquad n = 1, 2, 3, \cdots$$

Daraus errechnet sich dann der Impuls

$$p_{e\,krit} = \frac{h}{\lambda_{e\,krit}} = \frac{h \cdot n}{2a}$$

und

$$k_{krit} = \frac{1}{\lambda_{e\,krit}} = \frac{n}{2 \cdot a}$$

als Wellenzahlvektor. Im Falle stehender Wellen bei kritischen k sowie p_e ist keine Elektronenwanderung möglich, bei nichtkritischen k-Quantenzahlen bilden sich fortschreitende Wellen aus.

Nach der Gleichung

$$E = \frac{p_e^2}{2 m_e}$$

wird deutlich, daß es zum gleichen kritischen Elektronenimpuls $p_{e\,krit}$ bei gleichen Wellenlängen Wellen mit verschiedenen Energien E geben muß. Wenn m_e durch m_{eff} ersetzt wird, erhält man auf Grund der verschiedenen effektiven Massen verschiedene Größen der Energie. Diese einzelnen Energiegrößen bei gleichen kritischen Impulswerten werden infolge des periodischen Potentialfeldes der Gitterionen durch sogenannte „verbotene" Energiebereiche abgetrennt. Die Breite dieser Unstetigkeiten richtet sich je nach dem Grad der bestehenden Potentialschwellen (Potentialmaxima).

Zusammenfassend kann folgendes gesagt werden:

Die für total freie Elektronen bestehende kontinuierliche Folge der Energiezustände zerteilt sich in einzelne Energiebänder, die erlaubt sind, und in sogenannte „verbotene" Zonen, sobald sich Elektronen in einem periodischen Potentialfeld bewegen. Der Wechsel von einem Energieband zum nächsten oder umgekehrt kann nur durch Elektronensprünge vonstatten gehen, da die Elektronenwellenfunktionen in jedem Energieband verschieden sind. Dabei wird jeweils Energie emittiert oder absorbiert.

Die k-Zustände sind dabei in Form einer Glockenfunktion über ein Energieband verteilt (Bild 5). Das deckt sich auch mit der aufgestellten Behauptung, nach der die Energiezustände als eine Verbreiterung der beim ungestörten Atom scharf gekennzeichneten Energieniveaus angesehen wurden. Die Energiezustandsdichte nimmt nach den Bandrändern hin ab.

Über die Halbleitertypen

Fließen Elektronen in ein Metall hinein, so befinden sie sich energetisch gesehen auf einer tieferen Stufe als außen. Augenfällig ist, daß ihnen Energie zugeführt werden muß, sobald sie das Metall wieder verlassen sollen. An das Metall muß also eine bestimmte Spannung angelegt werden.

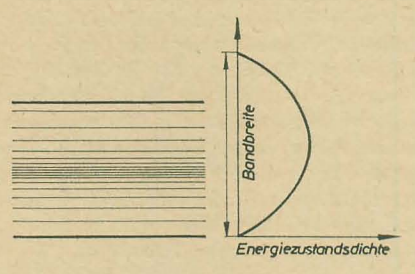


Bild 5: Die Verteilung der k-Zustände über die Energiebandbreite

Unter diesen Voraussetzungen kommt es zu einer Energiestufendarstellung, die durch Bild 6 wiedergegeben wird. Senkrecht werden die der Energie entsprechenden Spannungen U_0 abgetragen, auf der Waagerechten legt man meist die linearen Abmessungen des Festkörpers fest. Gleichzeitig werden in dieser Abbildung die einzelnen Modelle von Isolator, Halbleiter und Metall gegenübergestellt. Die eingezeichnete Spannungsdifferenz ΔU kennzeichnet die jeweilige Breite der verbotenen

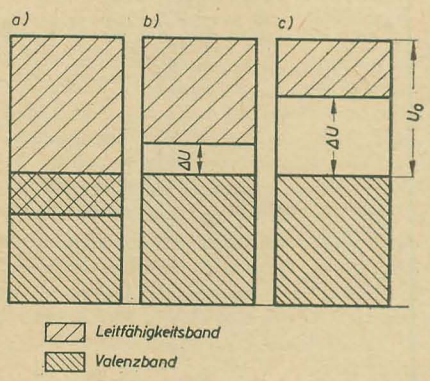


Bild 6: Energiebereiche, a) eines Metalls mit zwei Valenzelektronen, b) eines Halbleiters, c) eines Isolators

Zone. Mit Hilfe dieser Energiestufenmodelle kann das Problem der elektrischen Leitfähigkeit bezüglich der Isolatoren, Halbleiter und Metalle anschaulich erklärt werden.

Ist ein bestimmtes Energieband eines verwendeten Leitermaterials vollkommen mit Elektronen besetzt, so erreicht man durch Anlegen eines elektrischen Feldes keinen Elektronenfluß. Gemäß Bild 6a überlappt sich bei den Metallen ein freies Energieband mit einem tiefer liegenden vollbesetzten. Die im vollbesetzten Energieband befindlichen Valenzelektronen können durch Energiezufuhr (durch die Wärmebewegung der verbleibenden Metallionen) in das folgende leere Band gelangen. Erst in diesem Moment geraten sie durch das elektrische Feld in Bewegung, eine gute Leitfähigkeit ist hergestellt.

Die Leitfähigkeit $\varkappa = 1/\varrho$ (ϱ — spezifischer Widerstand) stellt sich wie folgt dar:

$$\varkappa = N \cdot e \cdot b$$

wobei N die Anzahl der Ladungsträger im nicht vollbesetzten Leitungs-Energieband je Volumeneinheit angibt, e die Elementarladung ist und b der Faktor der Beweglichkeit.

Die Spannungsdifferenz ΔU zwischen den beiden in Frage kommenden Energiebändern ist bei den Isolatoren so groß, daß so gut wie keine Elektronen in das freie Band springen können. Bei normalen Temperaturen ist demnach bei den Isolatoren die Ladungsträgeranzahl N äußerst gering, folglich ist eine Leitfähigkeit unmöglich.

Betrachten wir die Halbleiter, so stellen wir fest, daß bei ihnen die Spannungsdifferenz ΔU so gering ist, daß bereits bei normaler Zimmertemperatur ein Überspringen der Elektronen in das nächsthöhere Energieband, welches unbesetzt ist, möglich ist. Es empfiehlt sich, an diesem Punkte einige Bemerkungen über die Halbleitertypen zu machen.

a) Elektronenhalbleitung

Die Elektronenhalbleitung in Halbleiterwerkstoffen kommt dadurch zustande, daß Elektronen durch thermisch angeregte Gitterschwingungen in das obengelegene Leitungsband springen, d. h. von den zurückbleibenden Ionen abgetrennt werden. Das dabei entstandene Elektronen-„Loch" wandert in die entgegengesetzte Richtung bei angelegtem Potential. Diese Erscheinung tritt bei reinen Kristallen nur dann auf, wenn die energetische Differenz — Abtrennarbeit — zwischen Valenzband und dem Leitungsband nicht allzu groß ist, etwa in der Größenordnung von 1 Ve. (Abtrennarbeiten der Isolatoren belaufen sich im Gegensatz dazu etwa auf 2 ··· 10 eV.)

b) Halbleiter des n-Typs

In der Praxis hat man fast ausschließlich mit Kristallen zu tun, in die man eine bestimmte Anzahl von Fremdatomen als Bausteine eingefügt hat. Gerade diese Fremdatome, die den Kristall verunreinigen, tragen ein sehr locker gebundenes Elektron und weisen damit eine Ionisierungsenergie auf, die bedeutend kleiner ist als die der üblichen Gitterbausteine. Wird z. B. in das Kristallgitter vierwertiger Elemente wie Silizium oder Germanium ein äußerst geringer Anteil von fünfwertigen Atomen injiziert, so können jeweils nur vier Valenzelektronen der fünfwertigen Atome an der Gitterbildung beteiligt werden, während das fünfte Elektron im Kristall nur schwach gebunden weiterexistiert. So kommt es dazu, daß gerade die Energiezustände der Fremdatome um eine geringe Abtrennenergie unter dem normalerweise unbesetzten Leitungsband liegen. Die energetische Differenz beider Bänder beläuft sich in diesem Falle auf die Größenordnung einiger Hundertstel bis einiger Zehntel eV. Es ergibt sich ein Energiebandschema nach Bild 7. Weil die Fremdatome — man bezeichnet sie auch als Donatoren — einen Überschuß an Elektronen im Kristall liefern, bezeichnet man den vorliegenden Halbleiter als Halbleiter des n-Typs. Die dicht unter dem Leitungsband sitzenden Energiezustände der Donatoratome werden D-Zustände genannt.

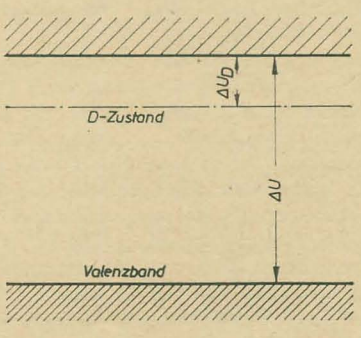


Bild 7: Energiediagramm eines n-Halbleiters

c) Halbleiter des p-Typs

Als dritte Halbleitergattung wäre nun noch der Halbleiter des p-Typs, auch Mangelhalbleiter genannt, zu behandeln. Dieser hat seinen Namen deswegen erhalten, weil er einen Mangel an Bindungselektronen aufweist. Das geschieht infolge Dotierens des

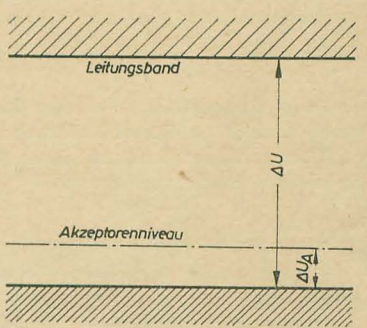


Bild 8: Energiediagramm eines p-Halbleiters

vierwertigen Germaniums oder Siliziums mit dreiwertigen Atomen. Zur Verwendung kommen sogenannte Akzeptorenmaterialien, z. B. Bor oder Gallium. Beim Einbau dieser Atome in das Kristallgitter bleibt eine Valenz der vorhandenen vierwertigen Atome frei, sie ist nicht abgesättigt. An dieser Stelle befindet sich also ein Elektronenloch, ein Defektelektron, das sich wie eine positive Elementarladung verhält. Es ist frei beweglich und ruft bei einem wirkenden elektrischen Feld einen zusätzlichen Betrag der Leitfähigkeit hervor. Das Akzeptorenniveau im Energiebändermodell liegt um einen geringen Energiebetrag über dem Valenzband, wie im Bild 8 gezeigt ist.

Als Ergänzungsliteratur empfehlen wir:

Fedotow/Schmarzew

Transistoren

312 Seiten, 230 Bilder, 7 Tafeln, Kunstleder 32,— DM

Dieses Buch gehört in der Sowjetunion zur Standardliteratur über die Halbleitertechnik. Es behandelt die physikalischen Grundlagen, die Herstellung und die Eigenschaften von Transistoren. Bei der Übersetzung wurde insbesondere das Literaturverzeichnis im Hinblick auf englisch- und deutschsprachige Literatur erweitert.

VEB VERLAG TECHNIK, Berlin

Lichtquellen zur Herstellung von Leiterplatten auf fotomechanischem Wege

DIETER BORKMANN

Die fortschreitende Miniaturisierung veranlaßt viele Amateure, ihre Schaltungen in gedruckter Verdrahtung aufzubauen, zumal die Vorrichtungen zur Herstellung der Leiterplatten auf fotomechanischem Wege relativ einfach sind.
Nachdem wir in den Heften 23 (1963) und 9 (1964) allgemein über Methoden zur Herstellung von gedruckten Leiterplatten berichteten, sollen in dem folgenden Beitrag die zur Herstellung von Leiterplatten gebräuchlichen Lichtquellen angeführt und die für Amateurzwecke geeigneten untersucht werden.

Die Lichtquelle dient bei der Herstellung von gedruckten Leiterplatten zur Aushärtung des lichtempfindlichen Kopierlackes. Zunächst soll klargestellt werden, daß die Aushärtung des Kopierlackes nicht nur durch ultraviolettes Licht erfolgt, da das Fotonegativ in der Regel unter einer normalen Glasplatte liegt, die das UV-Licht wesentlich abschwächt. Fotografisch wirksam ist damit vor allem der kurzwellige (blaue) Anteil der Lichtstrahlung.

Belichtungszeit

Durch die Belichtung wird die Kopierlackschicht ausgehärtet. Die nicht belichtete Lackschicht löst sich in dem nachfolgenden Entwicklerbad.
Bei zu kurzer Belichtungszeit wird die belichtete Lackschicht nur oberflächlich oder nicht genügend ausgehärtet, so daß sie beim Entwickeln wegschwimmt oder durch leichtes Wischen bereits entfernt werden kann.
Eine zu lange Belichtungszeit härtet zwar die belichtete Schicht einwandfrei aus, jedoch kann es durch die im allgemeinen nicht ideal lichtundurchlässigen schwarzen Teile des Negativs zu einer gewissen Aushärtung des Lackes kommen, die sich in einer den späteren Ätzvorgang behindernden Schleierbildung auswirkt. Des weiteren kann bei zu langer Lichteinwirkung, besonders bei Lichtquellen mit starker Wärmeentwicklung, eine Wärmeaushärtung der Schicht erfolgen.
Deshalb ist es unter amateurmäßigen Verhältnissen, wo die Arbeitsbedingungen nicht immer gleich sind, von Vorteil, einen gewissen Belichtungsspielraum zu haben. Als günstig hat sich eine Belichtungszeit zwischen 10 und 30 Minuten erwiesen. Sie ist abhängig von dem verwendeten Kopierlack, dem Grad der Sensibilisierung sowie der Intensität der verwendeten Lichtquelle.

Lichtquellen

Die Industrie verwendet als Lichtquelle meist eine Kohlebogenlampe, mit der eine Belichtungszeit von fünf bis zehn Minuten genügt. Derartige Lampen dürften jedoch für den Amateur kaum zu beschaffen und auch zu teuer sein. Als weitere Lichtquellen kommen in Betracht:

1. Nitraphotlampen (Fotolampen)
2. Leuchtstoffröhren
3. Quecksilber-Hochdrucklampen
4. Quarzlampen (Höhensonnen)

Die nachfolgenden Untersuchungen wurden mit Klöco-Kopierlack durchgeführt. Dieser ist zwar wesentlich teurer als Potsdamer Kopierlack, hat aber den Vorzug unbegrenzter Lagerfähigkeit im unsensibilisierten Zustand, während Potsdamer Kopierlack nur wenige Monate voll verwendungsfähig ist.

Nitraphotlampen

Verwendet wurden innenverspiegelte 250-W- und 500-W-Lampen. Der Abstand zur Leiterplatte soll etwa 50 cm betragen. Die Belichtungszeit liegt bei 20 Minuten. Neben dem Vorzug der einfachen Handhabung und Anschlußmöglichkeit haben sie jedoch für den Dauergebrauch zwei wesentliche Nachteile: Einmal ist die Lebensdauer dieser Lampen relativ niedrig, sie liegt bei etwa 50 Stunden. Der entscheidende Nachteil ist jedoch die große Wärmeentwicklung. Die Platte muß daher bei der Belichtung zusätzlich gekühlt werden, da gerade die schwarzen Stellen des Negativs die Wärme besonders gut speichern.
Die Kühlung kann entweder von oben durch einen Ventilator erfolgen, oder die Platte wird während der Belichtung auf eine Schale mit Eiswürfeln gelegt. Sind diese Kühlungsarten nicht möglich, so kann die Belichtung in mehrere Teilbelichtungen aufgeteilt werden.

Leuchtstoffröhren

Leuchtstoffröhren stellen eine Lichtquelle mit einer außerordentlich geringen Wärmestrahlung dar. Geeignet sind die Lichtfarben Tageslicht (T) und Weiß (W). Die erforderliche Anzahl der Leuchtstoffröhren richtet sich nach der zu belichtenden Plattenbreite. Im allgemeinen wird man mit drei parallelliegenden Röhren auskommen. Um die Leuchtdichte zu erhöhen, empfiehlt sich die Verwendung eines Reflektors. Der Abstand zur Leiterplatte kann sehr gering gehalten werden, etwa 5 bis 10 cm. Die Belichtungszeit liegt bei 20 bis 30 Minuten.

Quecksilber-Hochdrucklampen

Quecksilber-Hochdrucklampen enthalten eine Quarzlampe, die allseitig von einem Glaskolben umschlossen ist, der den Austritt ultravioletter Strahlung verhindert. Es werden zwei Typen hergestellt:
HQA-Lampen: Der Glaskolben ist innen mattiert und dient zur Herabsetzung der hohen Leuchtdichte der Quarzlampe. Die Lichtfarbe ist bläulich-weiß.
HQL-Lampen: Der Glaskolben trägt innen eine Leuchtstoffschicht, die die von der Quarzlampe ausgesandte UV-Strahlung in sichtbares Licht umwandelt. Die Lichtfarbe der HQL-Lampen ist neutral-weiß.
Zur Belichtung von Leiterplatten sind beide Typen geeignet. Zur Lichtkonzentration empfiehlt sich auch hier der Einbau in ein Reflektorgehäuse. Der Abstand zur Leiterplatte kann 20 bis 50 cm betragen. Die Belichtungszeit liegt für den HQL-Typ bei 20 Minuten. Der HQA-Typ gestattet auf Grund des höheren Anteiles an kurzwelliger Lichtstrahlung eine kürzere Belichtungszeit. Beide Typen werden mit Leistungen von 80 Watt bis 1000 Watt hergestellt. Für den vorliegenden Zweck ist der kleinste Typ ausreichend. Die Lebensdauer der HQL/A-Lampen liegt zwischen 3000 und 5000 Stunden. Die Lampe mit Vorschaltdrossel kostet etwa 50,— DM, also genausoviel wie drei Leuchtstoffröhren mit den dazugehörigen Vorschaltdrosseln.
Quecksilber-Hochdrucklampen werden im VEB Berliner Glühlampenwerk hergestellt und gegenwärtig hauptsächlich für Straßenbeleuchtungen eingesetzt.

Quarzlampe (Höhensonne)

Zur Verfügung stand eine 500-Watt-Quarzlampe. Die Ergebnisse bei direkter Bestrahlung der Platte waren völlig unbefriedigend. Die Strahlung erwies sich als außerordentlich hart. Die Leiterzüge wurden nur oberflächlich ausgehärtet und z. T. bei der nachfolgenden Entwicklung und Wässerung mit weggeschwemmt. Bessere Resultate wurden erst nach Zwischenschaltung einer Mattglasscheibe erreicht, durch die die Leuchtdichte verringert und der Lichtcharakter weicher gestaltet wurde. Die Belichtungszeit betrug 20 Minuten bei 50 cm Abstand. Sie ist, allgemein gesehen, stark abhängig von der Intensität der Lichtstrahlung der Quarzlampe im sichtbaren Bereich (reine UV-Strahlung ist nicht sichtbar), der Dämpfung dieser Lichtstrahlung durch die Mattglasscheibe sowie vom Abstand zur Leiterplatte. Die günstigsten Werte sind dann jeweils durch Probebelichtungen zu ermitteln.
Ein Nachteil der Quecksilber-Hochdruck- bzw. Quarzlampen ist, daß sie nicht ständig an- und ausgeschaltet werden können, sondern von dem Wiedereinschalten abkühlen müssen.
Auf Grund der hohen Lebensdauer dieser Lampen und der relativ geringen Leistung ist jedoch ein evtl. erforderlicher Dauerbetrieb vertretbar.

Den Lesern, die sich eingehend mit der gedruckten Verdrahtungs- und Schaltungstechnik befassen wollen, kann das Buch von

Seidel

Gedruckte Schaltungen

vom VEB Verlag Technik, Berlin, empfohlen werden.

Ein Gleichstromröhrenvoltmeter hoher Genauigkeit

Ing. HORST WAGENMANN

VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin

Der technische Fortschritt fordert auf dem Sektor der Prüf- und Meßmittel eine hohe Meßgenauigkeit bei der Erfassung sehr kleiner bzw. sehr großer Größen mit möglichst geringem technischen Aufwand. Im nachfolgenden Beitrag wird ein entsprechendes Gleichstromröhrenvoltmeter hoher Genauigkeit beschrieben.

Allgemeines

In der Schwachstromtechnik werden zur Ermittlung der Gleichspannungen und Gleichströme häufig Vielfachmesser benutzt. Diese haben den Vorteil der schnellen Einsatzbereitschaft, da sie keine zusätzlichen Stromquellen benötigen und kleine Abmessungen haben. Die Nachteile bestehen darin, daß die Messung kleinerer Gleichströme als 10^{-7} A unmöglich ist und der Eigenstromverbrauch bei Gleichspannungsmessung für manche Anwendungszwecke bereits zu hoch ist. Um die Spannung einer hochohmigen Spannungsquelle zu erfassen, ist dann ein Röhrenvoltmeter erforderlich. Die handelsüblichen einstufigen Röhrenvoltmeter sind Gleichspannungsverstärker, die meistens einen größeren Meßfehler als 3 % aufweisen, außerdem sind sie für eine Gleichstrommessung, wegen ihres erhöhten Spannungsabfalles, nicht geeignet.

Das vorliegende Röhrenvoltmeter weist diese Fehler nicht auf. Es ist ein zweistufiger Gleichspannungsverstärker, mit dem Gleichspannungen, Gleichströme und Widerstände gemessen werden können. Der Meßfehler kann bei entsprechender Auswahl der Bauelemente kleiner als 1 % gehalten werden.

Das Röhrenvoltmeter hat folgende Spannungsbereiche: 0,1 / 0,3 / 1 / 3 / 10 / 30 / 100 / 300 V (evtl. auch 1 kV, ist aber abhängig von der Spannungsfestigkeit der Eingangswiderstände und Eingangsbuchsen).

Strombereiche: 10 / 30 / 100 / 300 nA / 1 / 3 / 10 / 30 / 100 / 300 µA / 1 / 10 / 100 mA.

Widerstandsbereiche: 1 / 3,3 / 10 / 33 / 100 / 333 kΩ / 1 / 3,3 / 10 / 33 / 100 / 333 MΩ / 1 / 3,3 / 10 GΩ.

Mit den handelsüblichen Zubehörteilen kann eine Erweiterung der Meßmöglichkeiten erzielt werden, darunter zählen z. B. ein Hochspannungstastkopf zur Messung von Hochspannungen, ein HF-Tastkopf zur Messung von Hochfrequenzspannungen, ein NF-Tastkopf zur Messung von Niederfrequenzspannungen usw. Bei Verwendung dieser Zubehörteile wird der Meßfehler um den den Zubehörteilen anhaftenden Fehlerbetrag erhöht.

Funktionsbeschreibung

Bild 1 zeigt das Schaltbild des Gleichstromröhrenvoltmeters. Das Röhrenvoltmeter ist ein zweistufiger Gleichspannungsverstärker mit linearer Charakteristik und wird über den Netztransformator Tr_1 gespeist. Die Gleichrichterröhre $Rö_1$ liefert über die Siebkette C_1, Dr_1 und C_2 die erforderliche Anodengleichspannung. Die anschließende Stabilisatorenkette Gl_2, Gl_3 und Gl_4 sorgt für eine lastunabhängige Spannungsunterteilung und konstante Gleichspannungsversorgung. Über einen weiteren Stabilisator Gl_5 mit parallelgeschaltetem Spannungsteiler R_{21}, P_4 und R_{22} wird eine Gleichspannung von $+0{,}1$ V als Kontroll- und Meßspannung entnommen.

Durch die doppelte Stabilisierung wird eine hohe Konstanz, auch auf einen längeren Zeit-

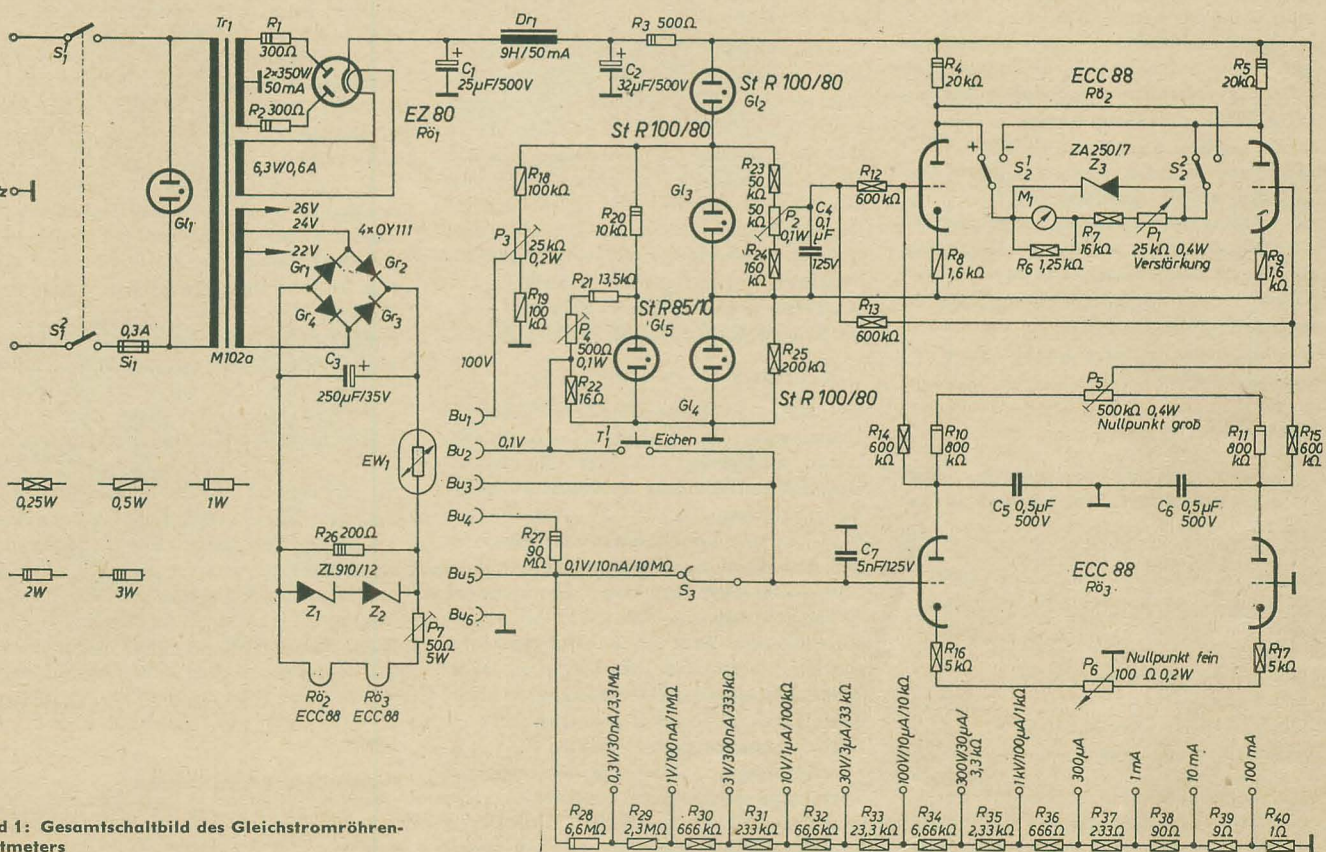


Bild 1: Gesamtschaltbild des Gleichstromröhrenvoltmeters

raum hin, erzielt. So konnte u. a. nach einjähriger Betriebszeit mit Hilfe eines Kompensators an verschiedenen Geräten eine kleinere Abweichung als 1‰ der 0,1-V-Spannung nachgewiesen werden. Die Eingangsstufe $Rö_3$ arbeitet als Spannungsvorverstärker in Brükkenschaltung. Ein Gleichspannungssignal gelangt über den Spannungsteiler $R_{28} \cdots R_{40}$, den Schalter S_3 an das Steuergitter der Triode $Rö_3$. Der am Arbeitswiderstand R_{10} abfallende Spannungsabfall gelangt über den Spannungsteiler R_{14}, R_{12} und P_2 an das Gitter der zweiten aufgestockten Verstärkerröhre $Rö_2$. Der günstigste Arbeitspunkt der beiden Triodensysteme der Röhre $Rö_2$ wird am Spannungsteiler R_{23}, P_2 und R_{24} eingestellt. Das Meßinstrument M_1 liegt als Brückeninstrument über den Polwender S_2 an den Anoden der beiden Triodensysteme von $Rö_2$. Es ist gegen Überstrombelastungen durch die Zenerdiode Z_3 geschützt. Der Verstärkungsgrad des gesamten Verstärkers kann indirekt am Potentiometer P_1 — als veränderlicher Vorwiderstand zum Meßinstrument — eingestellt werden. Unsymmetrien zwischen den Triodensystemen können am Regler (Nullpunkt grob) P_5 ausgeglichen werden; sonst wird das Brückengleichgewicht von Hand mit dem Potentiometer P_6 (Nullpunkt fein) eingestellt. Der zweistufige Verstärker reagiert sehr empfindlich auf kleinste Heizspannungsänderungen, deshalb mußte eine wirksame Röhrenheizungsstabilisierung angewendet werden. Mit der vorliegenden Gleichspannungs-Heizungsstabilisierung — bestehend aus: 4 Dioden $Gr_1 \cdots Gr_4$ (in Graetzschaltung; es kann auch ein Selengleichrichter B 40/30-0,6 A benutzt werden), dem Ladekondensator C_3, dem Eisenwasserstoffwiderstand EW_1, dem Anpassungswiderstand R_{26}, den beiden Leistungszenerdioden Z_1 und Z_2 und dem Heizstromregler P_7 — wird die Nullpunktdrift bei 10%iger Netzspannungsänderung auf 3% herabgesetzt. Daher empfiehlt es sich, bei sehr unstabilen Netzverhältnissen, dem Röhrenvoltmeter z. B. einen magnetischen Konstanthalter vorzuschalten.

Meßprinzipien

Spannungsmessungen

Gleichspannungen zwischen 10 mV bis 1 kV können an den Buchsen Bu_5 und Bu_6 gemessen werden, der Eingangswiderstand beträgt dabei 10 MΩ. An den Buchsen Bu_4 und Bu_6 können Gleichspannungen zwischen 100 mV und 1 kV bei einem Eingangswiderstand von 100 MΩ gemessen werden; die Spannungsbereiche sind in diesem Fall mit 10 zu multiplizieren. Zur Messung von Hochspannungen können Hochspannungstastköpfe von z. B. 1 GΩ, 10 GΩ, 100 GΩ oder 1 TΩ benutzt werden. Zur Bestimmung des am Röhrenvoltmeter einzustellenden Bereiches kann folgende Formel Anwendung finden:

$$\text{Röhrenvolmeterbereich} = \text{Hochspannungsbereich} \cdot \frac{\text{Eingangswiderstand}}{\text{Tastkopfwiderstand}}$$

Zum Beispiel müßte man bei einem 10-GΩ-Tastkopf und einem Hochspannungsbereich von 30 kV den 30-V-Bereich einstellen. Der Widerstandshöhe der Tastköpfe ist z. Z. noch aus Gründen der Fehlergenauigkeit der Hochohmwiderstände eine Grenze gesetzt.

Strommessung

Gleichströme zwischen 1 nA (10 Skt.) bis 100 mA können an den Buchsen Bu_3 und Bu_6 gemessen werden; der Spannungsabfall am Röhrenvoltmeter beträgt bei Vollausschlag des Meßinstrumentes 100 mV.

Widerstandsmessung

Widerstandswerte bis zu 90 MΩ (10 Skt.) können an den Buchsen Bu_2 und Bu_3 gemessen werden, während für die höheren Widerstandswerte bis zu 100 GΩ die Buchsen Bu_1 und Bu_3 benutzt werden können; die Widerstandsbereichsangabe wird dann mit 1000 multipliziert. Die Werte können aus den Widerstandskurven (Bild 2) entnommen werden. Diese sind aus den beiden Gleichungen

$$R_x = R_g \left(\frac{100}{\text{Skt}} - 1 \right) \qquad (1)$$

und

$$R_x = 0{,}999 \cdot R_g \frac{10^5}{\text{Skt}} \approx R_g \frac{10^5}{\text{Skt}} \qquad (2)$$

abgeleitet worden. R_g ist der eingeschaltete Gesamtgitterableitwiderstand.

Der Gesamtfehler des Röhrenvoltmeters ergibt sich aus den Fehlertoleranzen der Eingangswiderstände, der Abweichung der Kontrollspannung von 0,1 V und des Skalenfehlers des Meßinstrumentes. Der Röhrenfehler, der bei den handelsüblichen Röhrenvoltmetern von ausschlaggebender Bedeutung ist, läßt sich hier durch Kontrollmessungen vollkommen kompensieren. Außerdem läßt sich die lineare Verstärkung des Gleichstromverstärkers jederzeit mit einfachen Mitteln überprüfen.

Die Leistungsaufnahme des Röhrenvoltmeters beträgt etwa 50 VA.

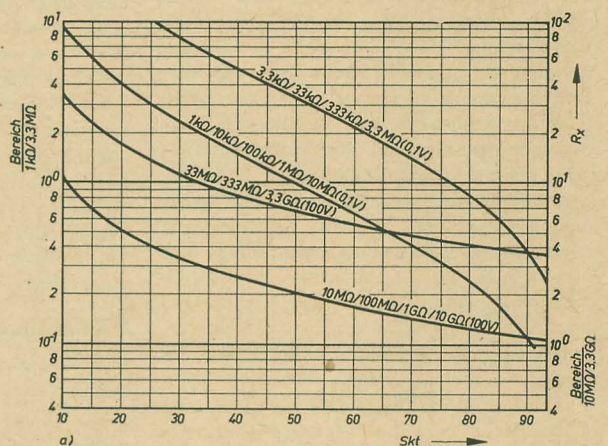
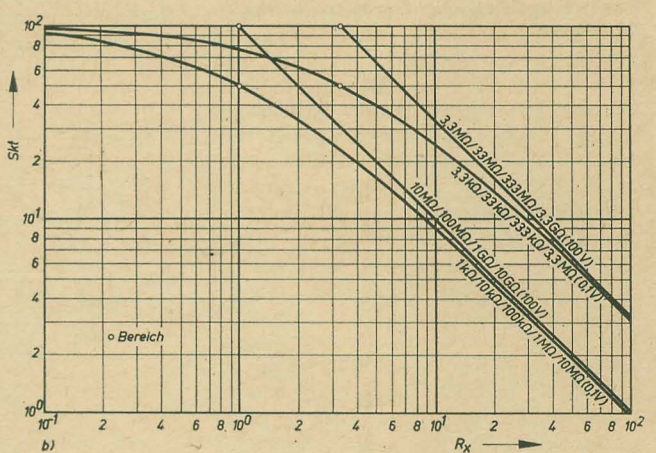


Bild 2: Widerstandskurven



Bemerkungen

Die Toleranzen der Widerstände $R_{28} \cdots R_{40}$ sollten höchstens ±0,5% betragen. Für die Potentiometer $P_1 \cdots P_6$ wurden Schichtdrehwiderstände verwendet; P_7 ist ein Drahtdrehwiderstand. Die Kondensatoren $C_4 \cdots C_7$ sind Duroplastausführungen. EW_1 ist ein Eisenwasserstoffwiderstand 3—9 V/0,5 A. Statt der Verstärkerröhren ECC 88 können die Typen PCC 88 verwendet werden. S_3 ist ein Keramikschalter mit 13 oder mehr Kontakten.

Literatur

Patentschrift 22802 „Gleichspannungsverstärker" (WP 21e/49744)

Kontaktloser Tonfrequenz-Umschalter

HAGEN JAKUBASCHK

In NF-Anlagen sind mitunter Umschaltungen von Tonleitungen an Stellen vorzunehmen, die bedienungsmäßig nicht ohne weiteres zugänglich sind. Beispiele sind die Umschaltung von Tonquellen und Verstärkereingängen, von Eingangs- oder Ausgangs-Steuerleitungen in Verstärkergestellen u. ä. Hierfür werden üblicherweise Schaltrelais benutzt, deren mechanische Kontakte oftmals zu Störungen Anlaß geben.

Im folgenden wird über einen kontaktlos arbeitenden Tonfrequenz-Umschalter berichtet, der als Schaltelemente Diodenstrecken benutzt und durch eine Gleichspannung gesteuert wird.

Das Prinzip

Die grundsätzliche Anwendung einer Diode als Schalter zeigt Bild 1. Der NF-Pfad führt vom Eingang E über C_1, Diode D_1 und C_2 zum Ausgang A. C_1 und C_2 haben dabei die Aufgabe, die Dioden-Steuerspannung abzuriegeln. Über den Schalter S kann die Diode D_1 entweder in den Durchlaß- oder in den Sperrzustand gebracht werden. Steht S auf „+U", so wird über R_2 eine gegen Masse positive Spannung angelegt, und es fließt ein Durchlaßstrom, dessen Höhe im wesentlichen von den

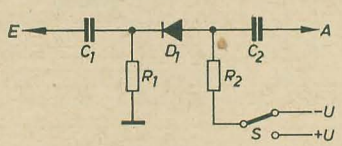


Bild 1: Prinzipschaltung einer Diodenstrecke als NF-Schalter

Werten für R_1 und R_2 und der Spannung U abhängt. Diesem mittleren Stromwert wird der über C_1 und C_2 fließende NF-Strom überlagert. Daraus ergibt sich, daß der Steuerstrom mindestens etwas größer sein muß als der bei der maximalen NF-Amplitude auftretende NF-Strom. Anderenfalls würde die Diode von letzterem bis in den Sperrbereich gesteuert werden, wobei Begrenzungseffekte und starke Verzerrungen die Folge wären. Vom Eingang aus gesehen, liegen R_1 und R_2 wechselspannungsmäßig parallel, da der dynamische Widerstand der Diode vernachlässigbar gering ist. Da C_1 und $R_1 \parallel R_2$ ein Hochpaßglied bilden, muß C_1 relativ groß bemessen werden, um die Übertragung tiefer Tonfrequenzen noch zu ermöglichen. R_1 und R_2 können nicht beliebig groß gemacht werden, da über sie ein ausreichend starker Stromfluß für die Durchsteuerung der Diode zustande kommen muß und auch U mit Rücksicht auf die maximale Sperrspannung der Diode nicht beliebig groß gewählt werden kann.

Die Sperrung des NF-Kanals erfolgt durch Umlegen des Schalters S in die Stellung „—U". Die Sperrspannung —U muß mindestens etwas größer sein als die maximal auftretende NF-Amplitude. Die nun gesperrte Diode wird im NF-Weg mit ihrem Sperrwiderstand wirksam. Eine vollständige Unterbrechung des NF-Weges ist wegen des endlichen Sperrwiderstandes nicht möglich, die erreichte Dämpfung wird jedoch bereits für viele Fälle ausreichen.

Selbst dann hat jedoch die Schaltung noch einen schwerwiegenden Nachteil. Eine geräuschlose Umschaltung ist mit ihr nicht möglich. Jedesmal bei Betätigung von S kommt es zu einer Umladung von C_1 und C_2 und damit wegen der bereits genannten Voraussetzungen großer C-Werte und relativ hoher Spannung U zu starken Schaltstromstößen an Eingang E und Ausgang A. Die Brauchbarkeit der einfachen „Tor-Schaltung" nach Bild 1 ist in der NF-Technik also sehr begrenzt. Eine befriedigende Lösung ist erst mit einer Gegentakt-Torschaltung möglich. Eine solche praktisch ausgeführte Schaltung zeigt Bild 2.

Die Schaltung

Diese Torschaltung ist gleichzeitig zum Umschalter erweitert. Vorhanden sind zwei Eingänge E_1 und E_2, die abwechselnd auf den Ausgang A durchgeschaltet werden. Die Torschaltung kann auch in umgekehrter Richtung betrieben werden, d. h. eine bei A eingespeiste NF-Spannung wird dann entweder nach E_1 oder nach E_2 durchgeschaltet.

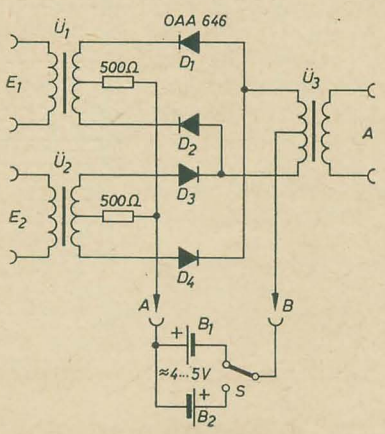


Bild 2: Ausgeführte Schaltung eines Gegentakt-Tonfrequenzumschalters

An den Steueranschlüssen A und B wird die steuernde Gleichspannung angelegt, die bei der angegebenen Dimensionierung etwa 4 bis 5 V betragen soll. Je nach Polarität der ständig bei A-B anliegenden Spannung ist ein Eingang angeschaltet, der andere abgeschaltet. Die Umschaltung ist im Bild 2 symbolisch mit zwei Batterien B_1 und B_2 sowie dem Schalter S angedeutet. In der gezeichneten Stellung ist B_1 angeschaltet und der Steueranschluß B negativ. Über die Mittelanzapfung der Übertragerwicklung von $Ü_3$ werden nun die Dioden D_3 und D_4 in Durchlaßrichtung betrieben, demzufolge ist der Eingang E_2 mit dem Ausgang A durchverbunden. Der Steuerstrom verteilt sich annähernd gleichmäßig auf D_3 und D_4. Gleichzeitig erzeugt er am 500-Ω-Widerstand in der Mittelanzapfung der Übertragerwicklung von $Ü_2$ einen Spannungsabfall, der in voller Höhe als Sperrspannung für die beiden umgekehrt gepolten Dioden des oberen Kanals (Eingang E_1) wirksam wird und diese sicher sperrt. Da der Diodensperrstrom in diesem Zusammenhang vernachlässigbar klein ist, tritt dabei am oberen 500-Ω-Widerstand kein wesentlicher Spannungsabfall auf.

Bei Umpolen der Steuerstromquelle — S umgeschaltet — treten umgekehrte Verhältnisse auf. Nunmehr sind D_1 und D_2 durchgesteuert, während D_3 und D_4 sperren.

Hochwertige Übertrager vorausgesetzt, vermeidet diese Schaltung weitgehend Veränderungen im Frequenzgang, da hier kein Hochpaßverhalten wie im Bild 1 auftreten kann. Die Übersprechdämpfung des jeweils abgeschalteten Einganges ist ebenfalls relativ hoch, da im gesperrten NF-Zweig jeweils zwei für die NF in Reihe liegende Dioden-Sperrwiderstände auftreten, denen als nachfolgender Spannungsteiler-Querwiderstand der Scheinwiderstand der Primärwicklung von $Ü_3$ folgt. Letzterem liegt noch der Quellen-Scheinwiderstand des durchgeschalteten Eingangs parallel, so daß sich insgesamt eine sehr gute, für alle praktischen Anwendungsfälle ausreichende Sperrdämpfung des Schalters ergibt. Der dynamische Durchlaßwiderstand der Dioden liegt in der hier angegebenen Dimensionierung nicht viel über 10 Ω, so daß — bei Auslegung der Impedanzen der im Schalterkreis liegenden Übertragerwicklungen für $>100\ \Omega$ — auch die Durchlaßdämpfung sehr gering bleibt. Wie leicht erkennbar ist, durchfließt der Steuerstrom beide Wicklungshälften jedes Übertragers gegensinnig, so daß er an den Ein- und Ausgangsanschlüssen nicht zur Wirkung kommt. Damit ist eine bei symmetrischen Wicklungsaufbau praktisch völlig geräuschfreie NF-Umschaltung in der laufenden Übertragung möglich. Als zusätzlicher Vorteil ergibt sich, daß auch die Siebung der Steuergleichspannung unkritischer wird, da eine vorhandene Restwelligkeit derselben ebenfalls in beiden Wicklungshälften gegenphasig auftritt und demzufolge nicht transformiert wird.

Auf die Notwendigkeit symmetrischer Wicklung wurde bereits hingewiesen. Außerdem empfiehlt sich für hohe Ansprüche an Schaltgeräuschfreiheit und Sperr/Durchlaß-Verhältnis des Umschalters die Verwendung je eines annähernd kennliniengleichen Diodenpaares in jedem NF-Zweig. Das Versuchsmuster

wurde aus diesem Grunde mit Diodenpaaren OAA 646 bestückt.

Der im Bild 2 gezeigte NF-Umschalter kann durch geeignete Bemessung seiner Ein- und Ausgangswicklungen praktisch für jede gewünschte Impedanz ausgelegt werden und wahlweise in symmetrisch oder unsymmetrisch geschalteten NF-Anlagen benutzt werden, ist also universell brauchbar. Seine Übertragungsqualität hängt im wesentlichen von der Güte der Übertrager ab.

Die Ansteuerung

Zur Ansteuerung des Schalters gibt es mehrere Möglichkeiten, die je nach Verwendungszweck gewählt werden können. Eine Möglichkeit für die Verwendung in röhrenbestückten Anlagen zeigt Bild 3. Von der vorhandenen Anodenspannung $+U_a$ werden über einen Spannungsteiler zwei Teilspannungen von etwa + 5 bzw. + 10 V gegen Masse bereitgestellt. R_v wird je nach vorgegebenem Wert von U_a so bemessen, daß sich der erforderliche Teilerstrom ergibt. Durch Umlegen des Schalters S erfolgt die Stromrichtungsumkehr in dem bei A und B angeschlossenen, nach Bild 2 geschalteten NF-Umschalter — und damit die Eingangsumschaltung. Hinter R_v kann vorteilhaft noch ein Siebkondensator (z. B. Niedervolt-Elko

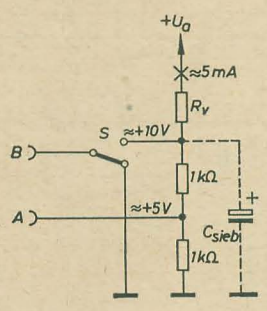


Bild 3: Steuerschaltung für den Umschalter nach Bild 2

100 µF/30 V) gegen Masse gelegt werden, was zur Steuerspannungssiebung bereits ausreicht. Die Leitung $+U_a$ kann dann unmittelbar vom Ladekondensator im Netzteil abgegriffen werden. Selbstverständlich ist nach dem gleichen Prinzip mit entsprechend geändertem R_v auch Batteriespeisung (bei Transistorgeräten) möglich.

Im übrigen bietet diese Schaltung gute Möglichkeiten für automatische kontaktlose Steuerungen. Dies kann notwendig werden, wenn durch anderweitige elektronische Schaltvorgänge die NF-Umschaltung ausgelöst werden soll. Eine hierfür brauchbare Schaltung zeigt Bild 4. Die Funktion des Schalters S übernimmt hier ein Transistor. Bei A-B wird wieder die Steuerleitung des Umschalters nach Bild 2 angeschlossen. Die sich im Schalter ergebende Stromrichtung — und damit der jeweils offene NF-Weg — hängen dann davon ab, ob der Transistor gesperrt oder durchgesteuert ist. Der Transistor kann von beliebigen anderen Schaltgruppen angesteuert werden. Beispielsweise wäre denkbar, den NF-Torschalter Bild 2 so mit der Steuerschaltung Bild 4 zu verbinden, daß normalerweise der Transistor gesperrt und dabei Eingang E_1 geöffnet ist. Am Eingang E_2 kann nun die Modulation z. B. von einem Kommando-Mikrofon anliegen, die gleichzeitig dort abgegriffen und über eine Diode gleichgerichtet werden kann. Hinter dieser Diode entsteht dann immer beim Besprechen des Mikrofones eine Richtspannung, die zum Durchsteuern des Transistors im Bild 4 benutzt werden kann. Damit wird eine automatische Umschaltung des Ausgangs A im Bild 2 vom „laufenden Programm" des Einganges E_1 auf den Kommando-Eingang E_2 immer dann erreicht, wenn das Mikrofon besprochen wird. Dies als ein mögliches Anwendungsbeispiel.

Der Transistor im Bild 4 kann beispielsweise auch vom Schalttransistor des in [1] beschrie-

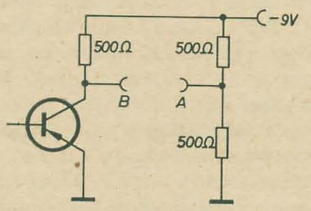


Bild 4: Kontaktlose Steuerung des Umschalters nach Bild 2 mittels Schalttransistor

benen Gleichstrom-Verstärkerbausteines 2-GV-1 dargestellt werden, d. h., der NF-Umschalter nach Bild 2 kann in der Schaltung nach Bild 4 unmittelbar vom 2-GV-1 gesteuert werden. Gegenüber einem mechanischen Schaltrelais bestehen dann zahlreiche Vorteile, wie geringere Schalt- und Störgeräusche, bessere Einbaumöglichkeit und Wartungslosigkeit, höhere Betriebssicherheit und nahezu trägheitsloses Arbeiten.

Der praktische Aufbau

Das Versuchsmuster wurde in Kleinbauweise ausgeführt (Bild 5). Gewählt wurde die steckbare Bausteinform und der Aufbau auf gedruckter Leiterplatte. Bauhöhe und Leiterplattengröße entsprechen dabei dem schon früher in anderem Zusammenhang beschriebenen Verstärkerbaustein GES 4-1 [2]. Ausgelegt wurde er für die Ansteuerung mit einem 2-GV-1-Baustein nach dem Prinzip Bild 4. Als Übertrager wurden — da nur Sprachübertragung gefordert und eine Schwächung der tiefsten Hörfrequenzen erwünscht war — handelsübliche „Sternchen"-Treiberübertrager des Typs K 20 verwendet. Im Foto sind vorn nebeneinander die Übertrager $Ü_1$ und $Ü_2$ und rechts hinten $Ü_3$ erkennbar. Als Leitungsmuster konnte die Original-Leiterplatte GES 4-1 verwendet werden, was lediglich zu zwei zusätzlichen Drahtbrücken zwang. Mit den K-20-Übertragern wurde eine ein- und ausgangsseitige Impedanz von etwa 5 kΩ erreicht sowie ein übertragener Frequenzbereich (für —3 dB an den Frequenzgrenzen) von 120 bis 7500 Hz. Dies reichte für den vorgesehenen Zweck aus. Für hochwertigere Anlagen oder andere Impedanzwerte müssen die Übertrager gesondert berechnet und gewickelt werden, wobei zweckmäßig M-30-Kerne zugrunde gelegt werden. Die Impedanz in den Diodenkreisen soll dann mit etwa 1 kΩ und die NF-Spannung mit maximal 0,3 V angesetzt werden. Am Versuchsmuster wurde eine Übersprechdämpfung vom gesperrten Eingang zum Ausgang bzw. offenen Eingang von reichlich 60 dB gemessen, und zwar annähernd für beide Eingänge übereinstimmend.

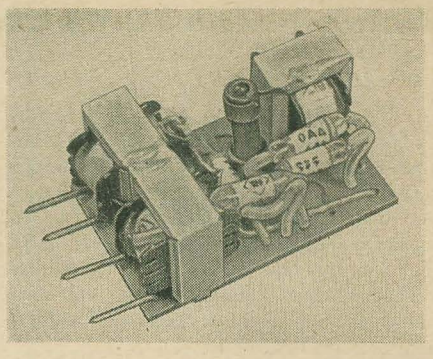


Bild 5: Versuchsmuster eines NF-Umschalters nach Bild 2

Literatur

[1] Schlenzig, K.: Die Kleinbausteine KUV1, EBS 1 und 2-GV-1. radio und fernsehen 12 (1963) H. 5 S. 141 u. 142

[2] Schlenzig, K.: Die Kleinbausteine GES 4-1, und 2-NV-1, KRS 1 und RG 1-1. radio und fernsehen 12 (1963) H. 3 S. 85—87

Aus unserer Verlagsproduktion

Grundlagen der drahtlosen Übertragungstechnik

Hans Schröder

586 Seiten, 305 Bilder, 30 Tafeln, Kunstleder 39,80 DM

Das Verständnis der Leitungs- und Vierpoltheorie ist eine unerläßliche Voraussetzung für jeden Techniker, der sich mit der drahtgebundenen Nachrichtenübertragung beschäftigt. Die jahrzehntelangen Lehrerfahrungen des Autors auf dem Gebiet haben in diesem Buch ihren Niederschlag gefunden, das in sehr ausführlicher Weise diese Grundlagen der drahtgebundenen Übertragungstechnik darstellt. Wo es möglich ist, werden geometrische Beziehungen ausgenutzt, die durch ihre Anschaulichkeit den Lernenden meist mehr ansprechen als die abstrakten Formelrechnungen. Viele Skizzen, Tafeln und Gegenüberstellungen erleichtern das Verständnis.

Besonderen Wert legt der Autor auf eine Behandlung der HF-Bandfilter. Hier werden die durch Näherungsverfahren gefundenen Formeln durch experimentelle Untersuchungen und durch Berechnung mit den exakten Formeln überprüft. Im Anhang sind einige Tafeln und Kurven zusammengestellt, aus denen bei der Berechnung häufig gebrauchte Werte entnommen werden können.

VEB VERLAG TECHNIK · Berlin

Bionik – eine kurze Übersicht

Die Bionik ist eine Wissenschaft, die, zum Unterschied zur medizinischen und biologischen Elektronik, deren Aufgabenkomplex der Einsatz elektronischer Hilfsmittel in der medizinischen und biologischen Forschung ist, die Kenntnis um biologische Prozesse zur Lösung analoger technischer Probleme ausnutzt. In der Literatur unterscheidet man folgende drei Hauptgebiete:

1. die biologische Bionik

   Sie untersucht die dem lebenden Organismus zugrunde liegenden Gesetzmäßigkeiten und Prinzipien

2. die theoretische Bionik

   Sie befaßt sich mit der Bildung mathematischer Modelle der Vorgänge im lebenden Organismus.

3. die technische Bionik

   Sie befaßt sich mit der Bildung elektronischer Modelle der Vorgänge im lebenden Organismus sowie den sich ergebenden Schlußfolgerungen für die Gestaltung elektronischer Geräte.

Biologischen Systemen liegt das gleiche prinzipielle Schema der Informationsverarbeitung zugrunde wie modernen elektronischen Datenverarbeitungssystemen, obwohl bemerkt werden muß, daß über die Gültigkeit der Grundgesetze der Informations- und Regelungstheorie in der organischen Sphäre heute noch keine ganz klaren Vorstellungen bestehen. Es steht jedoch fest, daß die menschliche Handlung das Ergebnis einer Informationsverarbeitung im menschlichen Nervensystem ist, d. h. das Ergebnis einer Aufnahme, Umwandlung (in elektrische Signale), Speicherung und Weiterleitung eingehender Informationen als Befehle an die ausführenden Organe.

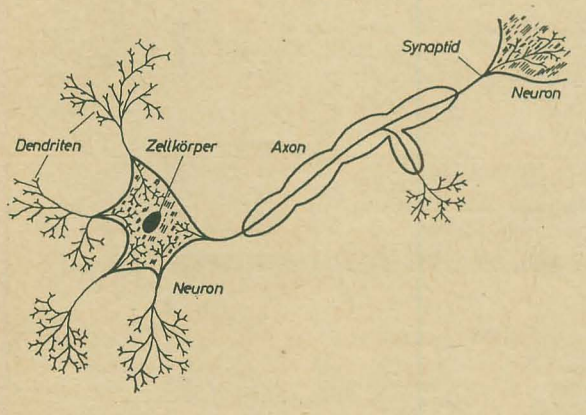


Bild 1: Aufbau eines Neurons

Grundlage des menschlichen Informationsverarbeitungssystems sind die sogenannten Neuronen (Bild 1), die als die funktionellen Grundelemente des Nervensystems anzusehen sind. Die Zahl der Neuronen im menschlichen Nervensystem liegt in der Größenordnung von 10^{10}. Jedes Neuron besteht aus dem eigentlichen Zellkörper, den Dendriten und den Axonen. Die Dendriten sind die Eingänge der Neuronen, durch die die Erregerimpulse an den Zellkörper gelangen. Die Axonen sind als die Ausgänge der Neuronen zu betrachten. Die Verbindung zwischen den einzelnen Neuronen wird durch die sogenannten Synaptiden hergestellt. Diese fungieren als Sperr- und Koppelglieder, die die Neuronen zum Gesamtsystem zusammenschalten. Die Synaptiden sind gekennzeichnet durch eine gerichtete Weiterleitung der Informationen.

Der Prozeß der Informationsverarbeitung im Nervensystem begründet sich funktionell auf den Zuständen der „Hemmung" und „Erregung". Jedes Neuron kann als binäres, logisches Gatter betrachtet werden, das mehrere Eingänge und einen Ausgang hat. Bei der Übertragung der Erregungen treten Verzögerungen auf, die durch eine „Totzeit" des Neurons beschrieben werden können.

Um ein Ansprechen eines Neurons zu erreichen, muß während einer bestimmten Zeit eine bestimmte Energie angesammelt werden, so daß die „Reizschwelle" übertroffen wird. Bei der Wirkung von Reizen, die allein für die Erregung eines Neurons nicht ausreichend sind, kann eine räumliche oder zeitliche Addition stattfinden. Ein auf ein Neuron wirkender Impuls kann erregend oder hemmend sein. Ein hemmender Impuls verhindert, daß das Neuron über andere Eingänge erregt werden kann. Bei Wirkung mehrerer Impulse findet durch das Neuron eine Summation statt, wobei für das Ansprechen die algebraische Summe maßgebend ist.

Der Zellkörper eines Neurons hat einen Durchmesser von etwa 0,1 mm, die Dendriten haben Durchmesser von 0,01 mm und Längen von einigen Dezimetern bis herunter zu Bruchteilen von Millimetern. Das Volumen eines Neurons beträgt etwa 10^{-7} cm³. Die Dichte der Neuronen im menschlichen Hirn liegt bei 10^8 je cm³, die Elementendichte in molekularelektronischen Systemen vergleichsweise bei maximal $2 \cdot 10^3$ je cm³, differiert also gegenüber den Nervensystemen um einen Faktor von etwa 10^5. Die Leistungsaufnahme der Neuronen ist etwa um einen Faktor 10^8 günstiger als die von Transistoren. Das menschliche Hirn hat eine Leistungsaufnahme von ungefähr 10 Watt. Während hinsichtlich der geometrischen Abmessungen und des Leistungsbedarfs die funktionellen Elemente des menschlichen Nervensystems den technischen weit überlegen sind, haben Elemente der Elektronik gegenüber den Neuronen den Vorteil der geringeren Zeitkonstante. Elektronische Informationsverarbeitungssysteme arbeiten um einen Faktor von etwa 10^4 schneller als das Nervensystem. Man kommt zu dem vielleicht überraschenden Ergebnis, das man bedeutend langsamer arbeitende Rechenmaschinen bauen müßte, wollte man sie in der Arbeitsweise dem menschlichen Hirn annähern. Die Fortpflanzung der elektrischen Erregung durch die Neuronenketten erfolgt durch sogenannte Aktionsströme, die die Form pulsfrequenzmodulierter

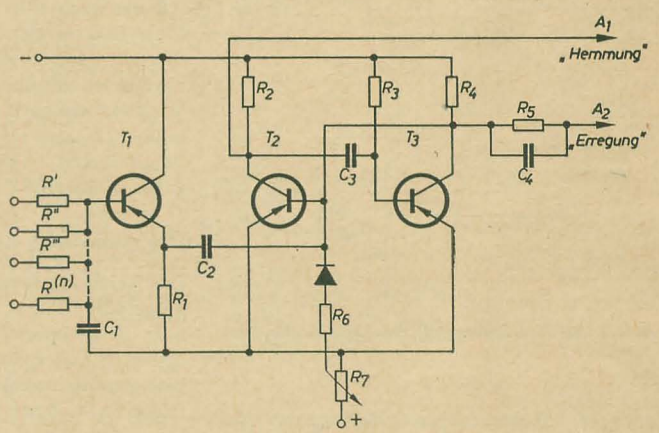


Bild 2: Elektronisches Analogon eines Neurons als monostabiler Multivibrator

Impulsreihen mit einer Fortpflanzungsgeschwindigkeit von 40 m/s haben. In der Halsschlagader des Menschen befinden sich z. B. an einigen Stellen Sensoren, die auf den Blutdruck reagieren. Die Pulsfrequenz der von ihnen ausgehenden Aktionsströme ist etwa gleich dem Logarithmus des Blutdruckes.

Bild 2 gibt ein elektronisches Analogon wieder, das einige Eigenschaften der Neuronen hat. Es besteht aus einer Eingangsstufe (T_1) und einem monostabilen Multivibrator. Durch T_1 erfolgt die Summation der auf die verschiedenen Eingänge wirkenden Impulssignale (Reize). Das exponentielle Anwachsen des Reizpotentials wird durch den Aufladevorgang an C_1 nachgebildet. Die Festlegung der „Reizschwelle" erfolgt über R_7. Je nachdem, ob das über C_2 auf den Multivibrator gelangende Signal größer oder kleiner als die Reizschwelle ist, schaltet jener auf den Ausgang „Erregung" oder „Hemmung". Es muß vermerkt werden, daß eine derartige einfache Anordnung nur einige Eigenschaften eines Neurons hat, insbesondere fehlt ihr die biologischen Systemen eigene Anpassungs-

fähigkeit. Ein Gerät, das in einem bestimmten Bereich über ein Anpassungsvermögen auf Grund eingegebener Verhaltensmaßregeln verfügt, ist der von dem englischen Neurologen Ashby entwickelte „Homeostat". Dieses Gerät ist stabil gegenüber äußeren Störeinflüssen. Überschreiten die Umweltbedingungen den Stabilitätsbereich, so sucht das System selbsttätig nach einem neuen Zustand, der den veränderten Bedingungen entspricht. Nach einer bestimmten Anpassungszeit erreicht also das Gerät immer wieder einen stabilen Zustand. Selbstverständlich ist auch dieser Anpassungsbereich begrenzt.

Die biologischen Systeme haben eine viele Millionen Jahre währende Entwicklung hinter sich. Im Laufe dieser Entwicklung vervollkommneten sie sich ständig. Auf Grund einer „natürlichen Auslese" wurde viel biologisch „Minderwertiges" ausgemerzt und durch „Hochwertigeres" ersetzt. Es ist deshalb naheliegend, von der Natur bereits gelöste Probleme im Bereich der lebenden Organismen zu erforschen und bestimmte nutzbare Prinzipien auf die Lösung technischer Probleme zu übertragen. Besondere Aufmerksamkeit widmet man z. B. der Erforschung der menschlichen und tierischen Sinnesorgane, wobei Gehör- und Sehorgane eine vorrangige Rolle spielen. 90 % aller Informationen über die Umwelt gelangen über die Augen in das biologische Informationsverarbeitungssystem. Interessant ist z. B. das Auge des Frosches, das nur Informationen über zwei für die Existenz des Tieres wichtige Dinge aufnimmt, die Nahrungsaufnahme sowie das Erkennen von Gefahren. Es handelt sich dabei um ein einfaches System, das eine gewisse Filterwirkung hat. Man nimmt an, daß man aus der Erforschung dieses Organs Hinweise erhält, die für die Schaffung von Flugradarsystemen von Bedeutung sind. Erinnert sei ferner an die Vielzahl der im Tierreich vorkommenden Ortungs- und Orientierungssysteme (zumeist auf Ultraschallbasis), deren Erforschung für die Funkmeßtechnik von Nutzen sein kann. Interessant ist ferner das Gehörvermögen vieler Tiere. Einige Mottenarten können z. B. Frequenzen von 10 bis 100 kHz wahrnehmen. Verschiedene Spinnen empfangen mit einem am Fußende angebrachten Gehörorgan Frequenzen zwischen 20 Hz und 5 kHz.

Ein Schwerpunkt der bionischen Forschung liegt auf dem Studium der Informationsverarbeitung sowie der Lern- und Denkprozesse beim Menschen. Hieraus sind wichtige und neuartige Erkenntnisse zu erwarten, die für die Entwicklung selbstregelnder und selbstlernender Geräte und Machinen für die Nachrichten- und Automatisierungstechnik von Bedeutung sind.

Bild 3 zeigt das Blockschema eines Gerätes, das die Fähigkeit des Erkennens besitzt. Das „Programm" erhält dieses Gerät von den Bedingungen der Umwelt durch entsprechende Impulsgruppen. Diese führen zur Festigung oder Unterdrückung bestimmter logischer Operationen. Im Endergebnis werden auf Grund dieses „Lernprozesses" die einzelnen Neuronen spezialisiert und erlangen einen organisierten Zustand. Über Kontrollschaltungen werden Fehler registriert. Es ist wesentlich und von einer neuen Qualität, daß bei derartigen Lernautomaten das Programm dem Gerät nicht in einer materiellen Form eingegeben wird, sondern daß der Maschine „Proben" jener Operationen mit dem Ziel des Erlernens dargeboten werden, die sie später auszuführen hat. Derartige Geräte sind bereits schaltungstechnisch ausgeführt worden, worauf jedoch im Rahmen dieses Referates infolge der Kompliziertheit nicht eingegangen werden kann.

Es sei jedoch noch darauf hingewiesen, daß der Begriff des „Lernens" im Zusammenhang mit dem des „lernenden Automaten" keinesfalls mit dem Begriff „Denken" zu identifizieren ist. Derartige Geräte sind zwar in der Lage zu lernen, aber nicht zu denken. Beim Denkprozeß ist die Frage des Bewußtseins dominierend, nicht jedoch beim Lernprozeß.

H. D. N.

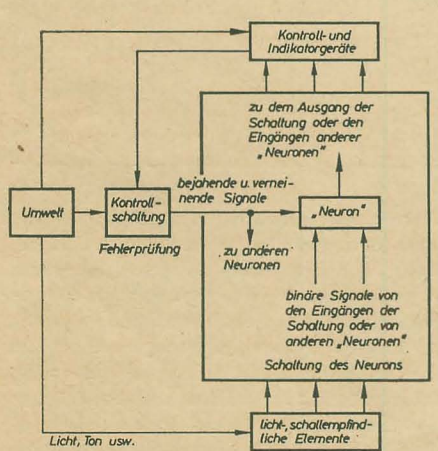


Bild 3: Wirkungsschema eines selbstlernenden Gerätes mit der Fähigkeit des Erkennens

Nach einem Beitrag in der sowjetischen Zeitschrift „Radio" 39 (1963) H. 3 S. 18—20 mit einigen Ergänzungen.

Multizet als Ohmmeter

DIETMAR HOFMANN

Mit der im Bild 1 dargestellten einfachen Schaltung läßt sich jedes beliebige Multizet als Ohmmeter verwenden. Dabei besteht die Möglichkeit, durch Veränderung der Spannungsquelle U verschiedene Meßbereiche zu realisieren.

Ausführung des Zusatzgerätes

Der Vorwiderstand R_v entspricht in der Praxis natürlich nicht exakt den in den Tabellen angegebenen Werten. Er muß um den Innenwiderstand des Instruments und um den Innenwiderstand der Spannungsquelle U verringert werden. Diese Korrektur erfolgt bei geschlossenem Schalter S, indem das Potentiometer R_v solange verstellt wird, bis das Instrument Vollausschlag (1 mA) zeigt. Um eine Überlastung des empfindlichen Instruments zu vermeiden, sollte man beim Abgleichen grundsätzlich, mit einem hohen Widerstand beginnend, das Potentiometer „herunterregeln". Verbesserte Einstellmöglichkeiten, besonders bei der Ausführung des Geräts mit mehreren Meßbereichen, ergeben sich, wenn der Widerstand R_v in entsprechende Festwiderstände und ein Potentiometer aufgeteilt wird. Mittels eines geeigneten Schalters kann dann der jeweils benötigte Festwiderstand in den Stromkreis eingeschaltet werden. Nachdem das Gerät geeicht wurde, wird der Schalter S geöffnet und der Widerstand R_x entweder direkt an einer selbstgefertigten Zusatzskala abgelesen oder durch Vergleich der abgelesenen Skalenteile mit den Eichtabellen ermittelt. Beim Ablesen der Skalenteile ist zu beachten, daß die Widerstandsskala von rechts beginnt, d. h., Vollausschlag entspricht dem Widerstandswert „Null" und der Skalenanfang entspricht dem Widerstandswert „Unendlich".

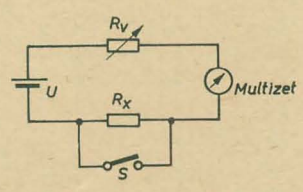


Bild 1: Schaltung eines Multizet als Ohmmeter

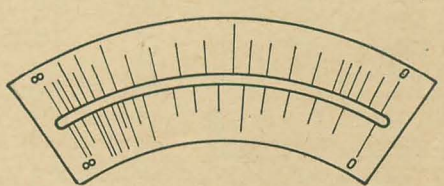


Bild 2: Zusatzskala mit Widerstandsteilungen

Vom Verfasser wurden Zusatzskalen (Bild 2) gefertigt, die in ihren Außenabmessungen denen des Instrumentenfensters entsprechen und somit beim Auflegen auf dieses immer eine definierte Lage einnehmen. Als Material fand guter Zeichenkarton (wegen der Ausdehnung bei Feuchtigkeitsaufnahme aluminiumverstärkt) Verwendung, auf den die eigentliche Skala mit einer dünnen Tuscheziehfeder aufgebracht wurde.

Beiderseitig beschriftet lassen sich auf einem Blatt vier verschiedene Teilungen unterbringen. Farbige Ausführung vermindert hierbei die Verwechslungsgefahr.

Tabelle I **Tabelle II** **Tabelle III** **Tabelle IV** **Tabelle V**

U = 1,5 V R_v = 1,5 kΩ			U = 4,5 V R_v = 4,5 kΩ			U = 6 V R_v = 6 kΩ			U = 9 V R_v = 9 kΩ			U = 22,5 V R_v = 22,5 kΩ		
R_x in Ω	Skt. (30er)	I in µA	R_x in kΩ	Skt. (30er)	I in µA	R_x in kΩ	Skt. (30er)	I in µA	R_x in kΩ	Skt. (30er)	I in µA	R_x in kΩ	Skt. (30er)	I in µA
0	30,0	1000	0	30,0	1000	0	30,0	1000	0	30,0	1000	0	30,0	1000
10	29,8	993	0,1	29,3	978	0,1	29,5	989	0,5	28,3	948	0,5	29,3	977
20	29,6	986	0,2	28,7	957	0,2	29,0	968	1	26,9	900	1	29,0	967
30	29,4	980	0,3	28,1	937	0,3	28,6	953	1,5	25,6	857	1,5	28,1	937
40	29,2	974	0,4	27,5	919	0,4	28,2	938	2	24,4	818	2	27,6	919
50	29,0	967	0,5	27,0	900	0,5	27,7	923	2,5	23,3	782	2,5	27,0	900
60	28,9	962	0,6	26,5	883	0,6	27,3	908	3	22,4	750	3	26,5	883
70	28,7	955	0,7	26,3	876	0,7	26,9	896	3,5	21,5	720	4	25,5	850
80	28,5	950	0,8	25,5	849	0,8	26,5	883	4	20,7	693	5	24,6	818
90	28,3	944	0,9	25,0	834	0,9	26,1	870	4,5	19,9	667	6	23,7	790
100	29,2	938	1,0	24,6	818	1,0	25,8	858	5	19,2	643	7	22,9	763
200	26,5	882	1,5	23,1	772	1,5	24,0	800	5,5	18,5	620	8	22,1	737
300	25,0	833	2,0	20,8	693	2,0	22,5	750	6	17,9	600	9	21,5	715
400	23,7	790	2,5	19,3	644	2,5	21,2	706	7	16,8	562	10	20,7	692
500	22,5	750	3,0	18,0	600	3,0	20,0	667	8	15,8	530	12	19,6	653
600	21,5	715	3,5	16,9	563	3,5	18,9	632	9	14,9	500	14	18,8	627
700	20,5	682	4,0	15,9	530	4,0	18,0	600	10	14,1	473	16	17,5	584
800	19,6	653	4,5	15,0	500	4,5	17,1	572	11	13,4	450	18	16,7	556
900	18,8	625	5,0	14,1	474	5,0	16,3	545	12	12,8	428	20	15,9	529
1000	18,0	600	5,5	13,4	450	5,5	15,7	522	13	12,2	408	25	14,2	474
1100	17,3	577	6,0	12,8	428	6,0	15,0	500	14	11,7	392	30	12,9	428
1200	16,7	556	6,5	12,2	408	6,5	14,4	480	15	11,2	375	35	11,7	391
1300	16,1	536	7,0	11,7	391	7,0	13,8	462	20	10,8	310	40	10,8	360
1400	15,9	528	7,5	11,2	375	7,5	13,3	443	25	7,9	265	45	10,0	333
1500	15,0	500	8,0	10,7	360	8,0	12,9	428	30	6,9	230	50	9,3	310
1600	14,5	484	8,5	10,3	346	8,5	12,4	413	35	6,1	205	60	8,2	273
1700	14,1	468	9,0	10,0	333	9,0	12,0	400	40	5,5	184	70	7,3	243
1800	13,7	455	9,5	9,6	321	9,5	11,6	387	45	5,0	167	80	6,6	219
1900	13,2	442	10	9,2	310	10	11,3	375	50	4,6	153	90	6,0	200
2000	12,9	428	11	8,7	290	11	10,6	353	60	3,9	130	100	5,5	183
2100	12,5	417	12	8,1	273	12	10,0	333	70	3,4	114	150	3,9	130
2200	12,2	407	13	7,7	257	13	9,8	326	80	3,0	101	200	3,0	101
2300	11,8	395	14	7,3	243	14	9,0	300	90	2,7	91	300	2,1	69
2400	11,5	385	15	6,9	231	15	8,6	286	100	2,5	82,5	400	1,6	53
2500	11,2	375	16	6,5	219	16	8,2	273	200	1,3	43	500	1,3	43
3000	10,0	334	17	6,2	209	17	7,9	262	300	0,9	29	1 M	0,7	22
3500	9,0	300	18	6,0	200	18	7,5	250	400	0,7	22			
4000	8,2	273	19	5,7	192	19	7,2	240	500	0,5	18			
4500	7,5	250	20	5,5	184	20	6,9	231						
5000	6,9	231	25	4,6	153	25	5,8	193						
6000	6,0	200	30	3,9	131	30	5,0	167						
7000	5,3	177	35	3,4	114	35	4,4	146						
8000	4,7	158	40	3,1	101	40	3,9	130						
9000	4,3	143	45	2,7	91	45	3,5	118						
10 k	3,9	130	50	2,5	83	50	3,2	107						
11 k	3,6	120	100	1,3	43	100	1,7	57						
12 k	3,3	111	150	0,9	29	200	0,9	29						
13 k	3,1	103	200	0,7	22	300	0,6	20						
14 k	2,9	97	500	0,3	9	500	0,3	12						
15 k	2,7	91												
20 k	2,1	70												
30 k	1,4	48												
40 k	1,1	36												
50 k	0,8	29												

Beim Gebrauch dieser auf dem Instrumentenfenster liegenden Zusatzskala ergeben sich keine zusätzlichen Ablesefehler gegenüber der eingebauten Skala, da trotz des Abstandes über dem Zeiger des Instruments in Verbindung mit dem Skalenspiegel ein parallaxenfreies Ablesen ermöglicht wird.

Mit dem Multizet I 333 Ω/V (Hersteller VEB Gerätewerk Karl-Marx-Stadt) ergeben sich unter Verwendung handelsüblicher Trockenbatterien folgende Widerstandsmeßbereiche:

	U in V	R_v in kΩ	Meßbereich in kΩ
Tabelle I	1,5	1,5	0 ··· 50
Tabelle II	4,5	4,5	0 ··· 500
Tabelle III	6,0	6,0	0 ··· 500
Tabelle IV	9,0	9,0	0 ··· 500
Tabelle V	22,5	22,5	0 ··· 500

Obwohl die einzelnen Meßbereiche jeweils etwa den gleichen Widerstandsbereich erfassen, läßt sich jedoch aus den Eichtabellen (Tabellen I bis V) erkennen, daß die Ablesegenauigkeit mit steigender Speisespannung zu höheren Ohmwerten verlagert wird. Die sich ergebende Skalenteilung ist also nicht linear. Dadurch erscheint eine Ausführung des Geräts mit mehreren Meßbereichen gerechtfertigt. Der Innenwiderstand des Instruments beträgt im vorliegenden Fall 100 Ω für den 1-mA-Meßbereich.

Referate

Optischer Radar für das Weltraum-Rendezvous

electronics 36 (1963) H. 40 S. 44 bis 46

Ein optisches Radarsystem, das beim Rendezvous von Raumfahrzeugen eingesetzt werden soll, wurde von der amerikanischen Firma Martin Company entwickelt. Es beruht auf der Aussendung und Reflexion von nichtkohärentem Licht und erlaubt die Bestimmung der Entfernung sowie Entfernungsgeschwindigkeit in einem Bereich von 50 km bis zu 1 m. Bis zu 30 m wird die Entfernung durch die Laufzeit der reflektierten Impulse gemessen, unter 30 m durch die Amplitude derselben, da Zeiten kleiner als 0,2 ns schwer meßbar sind. Das System hat ferner eine automatische Nachführung von Sender- und Empfängerspiegel.

Der Sender verfügt über eine Xenon-Blitzlichtlampe sowie einen Parabolspiegel von etwa 18 cm Durchmesser, über den die Ausstrahlung der Lichtimpulse erfolgt. Für den Empfang der an einem Cornerreflektor reflektierten Signale dient ein Cassegrain-Spiegelsystem. Dieses spaltet das empfangene Licht in drei Komponenten auf, die nur dann gleich sind, wenn sich Reflektor und Empfangsspiegel in einer Fluchtlinie befinden. Bei Ungleichheit der Komponenten wird ein Fehlersignal erzeugt, das über ein Servosystem eine Korrektur des Empfangsspiegels vornimmt. Die drei Lichtkomponenten werden zu drei separaten Fotovervielfachern und Vorverstärkern weitergeleitet.

Mit einem Versuchsmuster wurde die Eignung des Systems für Bahnverfolgungszwecke in der Atmosphäre bei Tageslicht bis zu Entfernungen von 0,8 Meilen nachgewiesen. Bei kurzen Entfernungen wurde eine Winkelauflösung von 1 Milliradian erreicht.

Die Vorteile der Verwendung nichtkohärenten Lichtes gegenüber Lasern sind Einfachheit des Systems und besserer Wirkungsgrad. *Naumann*

Fachbücher

Beier

Röhrentaschenbuch Band I

Band I

9., ergänzte und berichtigte Auflage

VEB Verlag Technik, Berlin

652 Seiten, etwa 2000 Bilder, Halbleinen 15,— DM

Dieses Werk erscheint nunmehr schon in der 9. Auflage. Es hat sich seit Jahren als ein für den Rundfunkamateur und den Fachmann sehr nützliches Nachschlagewerk bewährt. In mühevoller Kleinarbeit sind hierin die Daten der wichtigsten Sende-, Empfangs- und Gleichrichterröhren sowie die der Thyratrons des Weltmarktes zusammengetragen.

Um die Arbeit mit diesem Buch zu erleichtern, sind die entsprechenden Sockelschaltungen unmittelbar neben den Daten angeordnet, so daß das sonst als lästig empfundene Umblättern beim Vergleich der Sockelstifte mit den Daten entfällt.

Dieses Nachschlagewerk ist für den Praktiker der HF-Technik und der Elektronik, aber in ebenso starkem Maße für den Rundfunk- und Fernsehservicetechniker bestimmt. Doch auch der Rundfunkamateur kann dieses Buch sehr gebrauchen, denn gerade er will beim Bau eines Gerätes die ihm zur Verfügung stehenden Röhren verwenden, die oft aus einer Vielzahl von älteren Typen bestehen oder die er sich aus den verschiedensten Anwendungsbereichen beschafft hat. Die Erläuterungen werden in deutscher, englischer und russischer Sprache gegeben.

Der Inhalt ist in folgende Abschnitte unterteilt:

Sende- und Empfangsröhren, Röhren der Buchstabenreihe, Röhren der Zahlenreihe, sowjetische Sende- und Empfangsröhren, Gleichrichterröhren, Stromtore, Röhrenvergleichstabelle, Erläuterungen und Herstellerfirmen.

A. Sydow

Programmierungstechnik für elektrische Analogrechner

VEB Verlag Technik, Berlin

284 Seiten, 265 Bilder, 3 Tafeln, Kunstleder 32,— DM

Nachdem in den letzten Jahren einige Bücher erschienen sind, die die Grundlagen und zum Teil auch die speziellen Belange des Analogrechenverfahrens und der erforderlichen Geräte behandelten, machte sich das Fehlen einer für den Programmierer geeigneten Literatur, die über die allgemeinen Hinweise hinausgeht, besonders bemerkbar. Das vorliegende Buch wird die zur Zeit noch stark spürbare Lücke — unserer Forschung und Industrie stehen schon eine ganze Reihe mittlerer Analogrechner zur Verfügung — schließen helfen.

Das Buch wendet sich, wie aus dem Titel schon hervorgeht, fast ausschließlich an den Programmierer elektronischer Analogrechner, gleichgültig, ob diese Anlagen als Differentialanalysator oder als Simulator eingesetzt werden sollen. Aber auch jeder Regelungstechniker und jeder mit der Analogtechnik vertraute Entwicklungsingenieur sollte die Anregungen, die ihm hier zur Vielfalt der durch die Analogtechnik zur Verfügung stehenden Lösungsmöglichkeiten gegeben werden, nutzen.

Der Inhalt des Buches gliedert sich in zwei etwa gleich große Abschnitte, in die Theorie der Programmierung und in die Praxis der Programmierung. Im ersten Teil folgen auf eine kurze Darstellung der programmierungstechnischen Grundlagen Hinweise auf die rechentechnischen Möglichkeiten der Analogrechner. Einen breiten Raum nimmt die qualitative Programmierung ein. Sie umfaßt lineare und nichtlineare Differentialgleichungen, algebraische Gleichungen, partielle Differentialgleichungen, Integralgleichungen, Reihenentwicklungen und konforme Abbildungen. Im Vergleich hierzu erscheinen die Ausführungen über die quantitative Programmierung (optimale Programmierung) etwas zu knapp. Nach einigen allgemeinen Hinweisen zur praktischen Tätigkeit am Analogrechner folgen im zweiten Teil des Buches ganz spezielle Beispiele zur Simulation von Regelungskreisen. Hier zeichnet sich zwar eindeutig das Arbeits-

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche Zeitschrift für Elektronik · Elektroakustik Hochfrequenz- und Fernmeldetechnik

Heft 7 (1964)

■ **Verfahren zur Messung des Phasenwinkels Teil I**

Die verschiedenartigen Phasenmeßverfahren werden in systematischer Form zusammengestellt und die erreichbaren Genauigkeiten, soweit abschätzbar, angegeben. Die Zusammenstellung soll es erleichtern, ein Verfahren, dessen Prinzip der Meßaufgabe angepaßt ist, herauszusuchen. Dadurch kann mit optimalem Aufwand die gewünschte Genauigkeit erreicht werden.

■ **Die Messung des Strahlungsdiagramms scharfbündelnder Antennen mit Ausnutzung der Reflexionen am Erdboden**

Für die Messung des Strahlungsdiagramms einer scharfbündelnden Antenne werden die Verhältnisse untersucht, die sich für die notwendige Meßstrecke ergeben. Dabei sollen die Bodenreflexionen nicht unterdrückt, sondern ausgenutzt werden. Hierfür ist es notwendig, den Reflexionsfaktor zu kennen. Eine Methode für dessen Messung wird beschrieben. Die Bedingungen für eine solche Meßstrecke werden zusammengefaßt und an einem Beispiel erläutert.

■ **Automatische Reflexionsfaktormessung im cm-Wellenbereich**

Es wird ein Meßverfahren beschrieben, bei dem das reflektierte Signal über eine Richtungsgabel einem Phasenmodulator zugeführt und anschließend mit dem zu übertragenden Signal zur Interferenz gebracht wird. An einer festen Diodenauskopplung läßt sich dann ein Spektrum entnehmen, daß zur direkten Anzeige des Reflexionsfaktors geeignet ist. Das Signal bleibt dabei unmoduliert.

■ **Prüfung der Oberflächengüte durch Präzisionsmessung des Gütefaktors von Hohlraumresonatoren**

Die Oberflächengüte wird in der Mikrowellentechnik am zweckmäßigsten mit der Messung des Gütefaktors von Hohlraumresonatoren bestimmt. Der Beitrag prüft einerseits den Zusammenhang zwischen dem Oberflächenwiderstand des Probekörpers und dem Gütefaktor des Meßhohlraumresonators, andererseits gibt er eine Übersicht über die zum Messen mit großer Genauigkeit geeigneten Differenz- und Nullmethoden. Es werden eine neue Nullmethode vorgeschlagen, die für ihre Anwendung entwickelte Einrichtung beschrieben und die auftretenden Fehler analysiert. Die vorgeschlagene Methode eignet sich zum Messen der Änderung des Gütefaktors mit einer Genauigkeit von 0,2 %

■ **Untersuchung elektrolytisch abgeschiedener Mikrowellen-Leitschichten**

■ **Koaxiale Meßmethoden der y- und h-Parameter von HF-Transistoren**

■ **Rangiermaßnahmen in TF-Netzen Teil I**

Die Verknüpfung trägerfrequenter Fernsprechverbindungen zu einem verzweigten und vermaschten TF-Netz erfordert Maßnahmen, um an bestimmten Punkten die auflaufenden Kanäle umgruppieren und in verschiedenen Richtungen weiterleiten zu können. Geeignet sind dafür das Rangieren ganzer Systeme sowie besonders das Durchschalten und Abzweigen von Kanalgruppen. Die Verfahren werden mit ihren Kennzeichen und hinsichtlich wirtschaftlich zweckmäßiger Anwendung gegenübergestellt.

■ **Strukturanalyse elektrischer Netzwerke als Methode zur Bestimmung optimaler Bauelemente**

■ **Filterkatalog Blatt 4**

gebiet des Verfassers ab, aber ob die oft sehr detaillierte Darstellung ganz spezifischer Probleme in den Rahmen eines Fachbuches paßt, bleibt anzuzweifeln.
Das letzte Kapitel „Statistische Analyse mittels elektronischer Analogrechner" weist noch einmal auf ein interessantes Anwendungsgebiet der Analogtechnik hin. Erwähnt werden muß noch das Literaturverzeichnis mit über einhundert Titeln, das dem tiefer schürfenden Leser jede Möglichkeit zur weiteren Information gibt.
Insgesamt ein Fachbuch, das dem erwähnten Personenkreis und dem interessierten Ingenieur bzw. Mathematiker nur zu empfehlen ist. *Schiller*

Rothe/Spindler

Antennenpraxis

VEB Verlag Technik, Berlin

etwa 170 Seiten, 211 Bilder, 7 Tafeln, Halbleinen etwa 11,— DM

Mit der verstärkten Entwicklung und Anwendung elektronischer Geräte ist auch die Antennentechnik zu einem außerordentlich wichtigen Teilgebiet der Elektrotechnik geworden. Begriffe wie Strahlungsdiagramm, Antennengewinn, Richtwirkung, Anpassung usw. interessieren in der heutigen Zeit nicht nur die Entwicklungsingenieure und Konstrukteure der Antennenwerke, sondern auch alle diejenigen, die sich in irgendeiner Form beruflich oder in ihrer Freizeit mit der drahtlosen Nachrichtentechnik befassen. Die zunehmende Verbreitung des UKW-Hörrundfunks und des Fernsehempfangs mit ihren immer komplizierter werdenden Zusammenhängen erfordert auch für den Praktiker gut fundierte theoretische Kenntnisse.
In anschaulicher und verständlicher Form behandeln zwei Mitarbeiter des VEB Antennenwerke Bad Blankenburg in diesem Buch das Gebiet der Empfangsantennentechnik von der Einzel- bis zur Gemeinschaftsantennenanlage. Berechnungsformeln ohne Anwendung der höheren Mathematik zur Abschätzung oder Ermittlung von Fehlern und zur Vorausberechnung bzw. Planung von Einzel- und Gemeinschaftsantennenanlagen sollen die praktische Arbeit unterstützen. Die Anwendung dieser Formeln wird in den meisten Fällen durch praktische Berechnungsbeispiele erläutert. Für den fortgeschrittenen Fachmann sind einige theoretische Erörterungen enthalten, die zum besseren Verständnis antennentechnischer Probleme dienen. Die etwas komplizierteren mathematischen Zusammenhänge werden in kurzer und anschaulicher Form erläutert, so daß auch dem Praktiker ohne Vorkenntnisse in der höheren Mathematik diese Abschnitte zugänglich sind.
Den Vorgängen auf Leitungen wird besondere Bedeutung beigemessen, da sie in der kommenden UHF-Empfangstechnik eine große Rolle spielen.
Die behandelten Antennen und Zubehörteile sind in ihrer Gesamtheit Erzeugnisse unserer volkseigenen Industrie. Der richtigen Auswahl und Anwendung dieser Erzeugnisse wird breiter Raum eingeräumt.
Das Buch ist nicht nur für den praktisch tätigen Fachmann, sondern auch für Studierende zur Vertiefung ihres Wissens bestimmt. Dem Amateur wird gezeigt, wie er mit einfachen Mitteln anhand von Maßskizzen eine leistungsfähige Antenne herstellen kann.

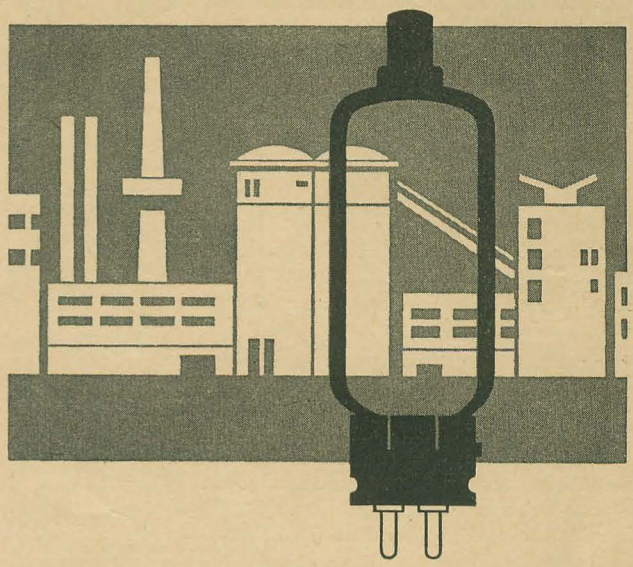
PGH „FUNKTECHNIK"
Dresden N 6, Obergraben 6
Fernruf: 53074

Lautsprecher-Spezialwerkstatt
Reparaturen aller Fabrikate und Typen bis 40 W

Lautsprecher-Reparaturen
aufmagnetisieren – spritzen
sauber · schnell · preiswert
Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, Arnstadt/Thür.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

Geschäftsauflösung!
Radioteile verkauft
Ro 4753 Dewag Berlin N 54

radio und fernsehen,
Jahrg. 52–64, neu (450) verk.
Kl. Neumann, Dresden N 58
Kronenhügel 22



ELEKTRONIK – WEGBEREITER DES TECHNISCHEN FORTSCHRITTS

In immer breiterem Maße werden in der Industrie Thyratrons zur Steuerung von Strömen beträchtlicher Größe eingesetzt — zum Beispiel in Vorschubeinrichtungen bei Werkzeugmaschinen, Gleichlaufantrieben, bei Walz- und Spinnstraßen, sowie Überwachung von chemischen Prozessen.

Thyratrons

Typ	U_f Heizspannung	I_f Heizstrom	$\hat{U}_{a\ sperr\ max}$ max. Anodensperrspannung[1])	$\bar{I}_{k\ max}$ max. Katodenstrom[2])
S 0,5/0,1 iV	6,3 V	ca. 0,15 A	500 V	0,025 A
S 1,3/0,5 iV	6,3 V	ca. 0,6 A	1300 V	0,1 A
S 1,3/2 iV	6,3 V	ca. 0,95 A	1300 V	0,3 A
S 1,3/10 dV^{x}	2,5 V	ca. 5 A	1300 V	1,0 A
S 1,3/30 dV	2,5 V	ca. 9 A	1300 V	2,5 A
S 1,3/30 dM	2,5 V	ca. 9 A	1300 V	2,5 A
S 1,5/40 dM	2,5 V	ca. 11,5 A	1500 V	3,2 A
S 1,5/40 dV	2,5 V	ca. 12 A	1500 V	3,2 A
S 1,5/80 dM	2,5 V	ca. 21 A	1500 V	6,4 A
S 1,5/80 dV	2,5 V	ca. 21 A	1500 V	6,4 A
S 1,5/150 dM	2,5 V	ca. 33 A	1500 V	12,5 A
S 3/35 i III^{xx}	6,3 V	ca. 2,4 A	3000 V	0,045 A
S 8/90 i III^{xx}	6,3 V	ca. 6,1 A	8000 V	0,1 A
S 15/5 d	5 V	ca. 19 A	15 kV	2 A
S 15/40 i	5 V	ca. 20 A	15 kV	12,5 A
S 16/325 i III^{xx}	6,3 V	ca. 10,6 A	16 kV	0,2 A
EC 860 i II	6,3 V	ca. 1,4 A	1,3 kV	0,01[3]) 0,02[4]) A

[1]) Scheitelwert
[2]) arithmetischer Mittelwert
[3]) bei Kippschwingbetrieb
[4]) bei Relaisbetrieb

RFT

WF

VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK
BERLIN-OBERSCHÖNEWEIDE, OSTENDSTRASSE 1-5

Neue Röhrentypen aus den befreundeten Volksdemokratien (1)

MARTIN JANSEN

Die Arbeitsteilung bei der Entwicklung und Produktion moderner Erzeugnisse, die innerhalb der Volksdemokratien durch den RGW als Spezialisierung der einzelnen Länder auf bestimmte Erzeugnisgruppen bzw. Erzeugnistypen angestrebt wird, ist bei den Empfängerröhren schon besonders weit vorangekommen.

Schon seit 1962 werden bestimmte Röhrentypen auf Grund von Spezialisierungsverträgen nur noch in bestimmten Ländern gefertigt und im Austausch an die anderen Länder geliefert.

Hierdurch ergeben sich für die beteiligten Länder erhebliche ökonomische Vorteile, weil die Stückzahlen je Typ steigen und die Typenzahl vermindert wird. Außerdem werden Entwicklungskosten eingespart, da die Röhren nicht in jedem Land parallel entwickelt werden müssen.

Als Folge dieser Festlegungen stehen unserer Industrie noch 1964 folgende neue Röhrentypen zur Verfügung, die über das Export- und Importbüro des VEB Funkwerk Erfurt gehandelt werden.

Aus der Volksrepublik Polen:

ECL 86
PCL 86
ECL 85
PCL 85

Aus der ČSSR:

EF 806 S
ECC 803 S
PCC 189
EF 95

Aus der Ungarischen Volksrepublik:

ECH 84
QQE 02/5

Im folgenden werden kurze Hinweise über die Anwendungen dieser Typen gegeben und die Kenndaten und Grenzdaten der Röhren aufgeführt.

ECL 86

Triode — Endpentode als NF-Verstärker und Tonendstufe von Rundfunk- und Fernsehempfängern

Diese Röhre ist für Rundfunk- und Fernsehempfänger mit Parallelheizung bestimmt. Sie ersetzt die ECL 82 und hat in bezug auf Fernsehempfänger die gleichen Vorteile wie die PCL 86.

Für Rundfunkempfänger kann die ECL 86 sowohl für kleinere Geräte mit einer Sprechleistung von 2 bis 4 Watt, je nach Wahl des Arbeitspunktes und Anodenstromverbrauchs, eingesetzt werden, wobei sich wegen des kleineren Schirmgitterdurchgriffs und auch auf Grund der besseren NF-Verstärkung und der kleineren Heizleistung Vorteile ergeben.

Außerdem kann die ECL 86 auch vorteilhaft als Gegentaktendstufe in hochwertigen Rundfunkempfängern und in Stereorundfunkempfängern als NF-Verstärker und Endstufe für die beiden Stereokanäle verwendet werden.

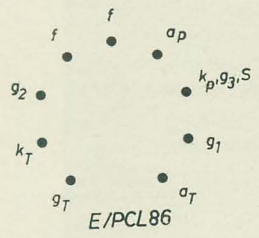
Kenndaten

U_f		6,3	V
I_f	≈	0,66	A
Pentodenteil			
U_a		250	V
U_{g2}		250	V
$-U_{g1}$	≈	7	V
R_k		170	Ω
I_a		36	mA
I_{g2}		6	mA
S		10	mA/V
R_i		48	kΩ
R_a		7	kΩ
N~ bei K 10%		4	W
Triodenteil			
U_a		250	V
$-U_{g1}$		1,9	V
I_a		1,2	mA
μ		100	

Grenzdaten

Pentodenteil		
$U_{a\,max}$	300	V
$U_{g2\,max}$	300	V
$N_{a\,max}$	9	W
$N_{g2\,max}$	1,5	W
$I_{k\,max}$	55	mA
$R_{g1\,max}$	1	MΩ
$U_{f/k\,max}$	100	V
Triodenteil		
$U_{a\,max}$	300	V
$N_{a\,max}$	0,5	W
$I_{k\,max}$	4	mA
$R_{g\,max}$	2	MΩ
$Z_{g\,(50\,Hz)\,max}$	0,5	MΩ
$U_{f/k\,max}$	100	V

PCL 86



Triode — Endpentode als NF-Verstärker und Tonendstufe für Fernsehempfänger

Diese Röhre ersetzt die PCL 82, soweit diese im NF-Teil von TV-Empfängern verwendet wurde, bzw. die Kombinationen PC 96 und PL 84 oder PABC 80 und PL 84, wie sie in vielen Empfängern eingesetzt wurden.

Gegenüber der PCL 82 hat die PCL 86 den Vorteil, daß sie speziell für die NF-Verstärkung und die Tonendstufe entwickelt wurde. Die Kennwerte hierfür konnten daher optimal ausgelegt werden, weil kein Kompromiß wie bei der PCL 82 eingegangen wurde.

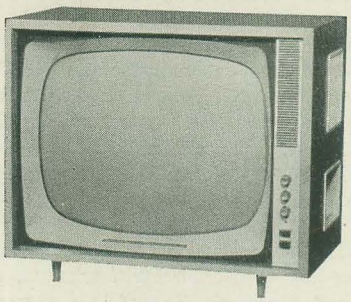
Die PCL 82 mußte für die Verwendung in Vertikalendstufen einen Pentodenteil mit großem Schirmgitterdurchgriff erhalten, der bei Verwendung als Tonendstufe eine unnötig große Gittervorspannung am Katodenwiderstand hervorrief. Auch die Triode ist bei der PCL 86 mit einem $\mu = 100$ ähnlich der ECC 83 speziell für NF-Verstärkung geeignet und hat eine höhere Verstärkung als die Triode der PCL 82 mit $\mu = 70$. Dieser höhere Verstärkungsfaktor kann für eine NF-Gegenkopplungsschaltung zur Klangverbesserung ausgenutzt werden.

Kenndaten

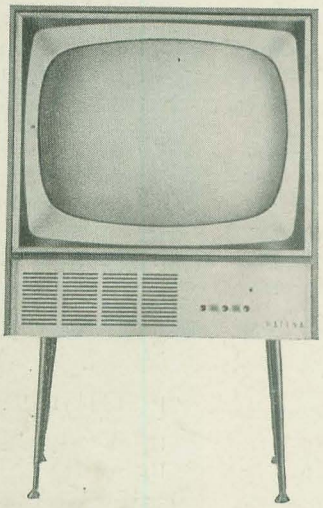
I_f		300	mA
U_f	≈	14	V
Pentodenteil			
U_a		230	V
U_{g2}		230	V
$-U_{g1}$	≈	5,7	V
R_k		125	Ω
I_a		39	mA
I_{g2}		6,5	mA
S		10,5	mA/V
R_i		45	kΩ
R_a		5,6	kΩ
N~ bei K 10 %		4,1	W
Triodenteil			
U_a		230	V
$-U_{g1}$		1,7	V
I_a		1,2	mA
S		1,6	mA/V
μ		100	

Grenzdaten

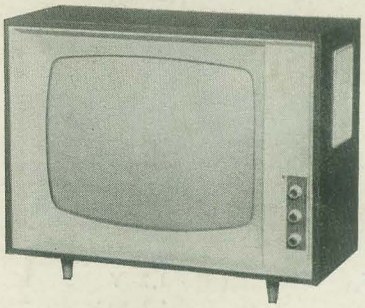
Pentodenteil		
$U_{a\,max}$	250	V
$U_{g2\,max}$	250	V
$N_{a\,max}$	9	W
$N_{g2\,max}$	1,5	W
$I_{k\,max}$	55	mA
$R_{g1\,max}$	1	MΩ
$U_{f/k\,max}$	100	V
Triodenteil		
$U_{a\,max}$	250	V
$N_{a\,max}$	0,5	W
$I_{k\,max}$	4	mA
$R_{g\,max}$	2	MΩ
$Z_{g\,(50\,Hz)\,max}$	0,5	MΩ
$U_{f/k\,max}$	100	V



STADION 2



TURNIER 116



TURNIER 14

RAFENA

R·F·T

Rafena-Fernsehgeräte in Großserien
von technisch-qualifizierten
Mitarbeitern und namhaften
Fachkräften für Formgestaltung
geschaffen,
entsprechen dem neuesten Stand
der Technik und werden höchsten
Ansprüchen gerecht

VEB RAFENA WERKE RADEBERG

Die Handwerkskammer des Bezirkes Halle
richtet eine

Meisterschule auf dem Gebiete des
Rundfunkmechanikerhandwerks
(Elektronik) ein, die am **1. September 1964**
eröffnet wird.

In ganztägigen Kursen wird in einem Zeitraum von 4 Monaten das gesamte Gebiet der Meisterprüfung (Prüfungsteile A, B und C) unterrichtet. Als Dozenten stehen bewährte Fachkräfte zur Verfügung, die **Berufsangehörige in allen Gebieten des Rundfunkmechanikerhandwerks und in der Fernsehtechnik in Theorie und Praxis unterweisen.**
Die Lehrgänge werden mit der Meisterprüfung im Rundfunkmechanikerhandwerk (Elektronik) abgeschlossen.
In einem weiteren Zusatzlehrgang von 4 Wochen ist es möglich, sich das erforderliche Wissen zur Ablegung der Zusatzprüfung in der Fernsehtechnik zu erwerben.
Für die praktische und theoretische Ausbildung steht eine neu eingerichtete Werkstatt mit modernsten Übungs-, Meß- und Prüfeinrichtungen zur Verfügung.
Anmeldungen unter Beifügung eines ausführlichen Lebenslaufes über die berufliche Entwicklung sind zu richten an die

Handwerkskammer des Bezirkes Halle,
Gräfestraße 24, Meisterschule

Aus unserem Produktions- und Lieferprogramm

Zeitbausteine und Zubehörgeräte
Transistor-Relaisbausteine
Magnetverstärkerdrosseln
Transistor-Einheiten
Magnet-Mikroschalter
Pendelblinker

VEB wetron WEIDA

Weida/Thür., Geraer Straße 36
Telefon 468 • Telex 058208 • Telegramme Wetron Weida

Der Betrieb ist dem Warenzeichenverband
Regelungstechnik e. V. Berlin angeschlossen